

Docket No.: P2001,0226

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Applicant : CLAUD MUSCHALLIK ET AL.  
Filed : CONCURRENTLY HEREWITH  
Title : TRANSMITTING AND RECEIVING UNIT

CLAIM FOR PRIORITY

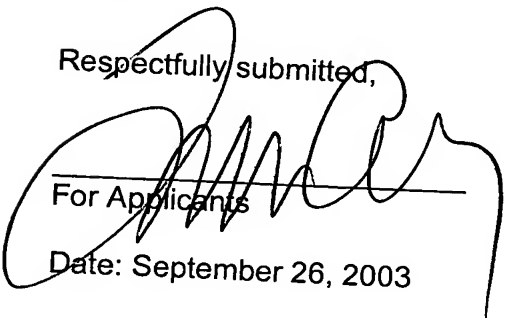
Commissioner for Patents  
P.O. Box 1450  
Alexandria, VA 22313-1450

Sir:

Claim is hereby made for a right of priority under Title 35, U.S. Code, Section 119, based upon the German Patent Application 101 14 779.1, filed March 26, 2001.

A certified copy of the above-mentioned foreign patent application is being submitted herewith.

Respectfully submitted,

  
For Applicants

Date: September 26, 2003

LAURENCE A. GREENBERG  
REG. NO. 29,308

Lerner and Greenberg, P.A.  
Post Office Box 2480  
Hollywood, FL 33022-2480  
Tel: (954) 925-1100  
Fax: (954) 925-1101

/kf

# BUNDESREPUBLIK DEUTSCHLAND

---



## Prioritätsbescheinigung über die Einreichung einer Patentanmeldung

**Aktenzeichen:** 101 14 779.1

**Anmeldetag:** 26. März 2001

**Anmelder/Inhaber:** Infineon Technologies AG, München/DE

**Bezeichnung:** Sende- und Empfangseinheit

**IPC:** H 04 B, H 04 J, H 04 L

Die angehefteten Stücke sind eine richtige und genaue Wiedergabe der ursprünglichen Unterlagen dieser Patentanmeldung.

München, den 4. September 2003  
Deutsches Patent- und Markenamt  
Der Präsident  
Im Auftrag

A handwritten signature in black ink, appearing to be 'W. P. Meyer', is written over the printed name 'Der Präsident'.

## Beschreibung

## Sende- und Empfangseinheit

- 5 Die vorliegende Erfindung betrifft eine Sende- und Empfangs-  
einheit.

Sende- und Empfangseinheiten, welche insbesondere im Mobil-  
funk anwendbar sind, werden auch als Transceiver bezeichnet.  
10 Derartige Sender-Empfänger umfassen üblicherweise einen Sen-  
derpfad, in dem ein Basisbandsignal in ein Hochfrequenz-  
Signal umgesetzt wird, und einen Empfängerpfad, in dem ein  
beispielsweise an einer Antenne einkoppelndes Hochfrequenz-  
Signal in ein Basisbandsignal umgesetzt wird.

15 Im Folgenden ist als Basisbandsignal sowohl ein Tiefpaß-  
Signal verstanden, jedoch auch ein bandbegrenztes Signal um  
eine geringe Zwischenfrequenz (Low-IF, Low Intermediate Fre-  
quency).

20 Zum Umsetzen des Hochfrequenz-Signals in das Basisbandsignal  
sind im Empfängerpfad verschiedene Verfahren und dadurch be-  
dingte Empfangsarchitekturen bekannt. Beispielsweise bei der  
direkten Umsetzung, Direct Conversion, DC, wird das Hochfre-  
quenz-Signal mittels eines Oszillatorsignals in ein komple-  
25 xes, in eine I- und eine Q-Komponente zerlegtes Signal herun-  
tergemischt.

Die I-Komponente ist dabei die Inphase- und die Q-Komponente  
30 die hierzu um 90 Grad phasenverschobene Quadraturkomponente  
des komplexen Basisbandsignals.

Eine weitere Möglichkeit des Umsetzens des Hochfrequenz-  
Signals in ein Basisbandsignal im Empfänger ist das sogenann-  
35 te Low-IF, bei dem der lokale Oszillator im Empfänger nicht  
mit der Trägerfrequenz des Hochfrequenz-Signals, sondern mit  
einer um eine Zwischenfrequenz verschobenen Frequenz

schwingt. Bei dieser Frequenzsynthese entsteht ein Spiegelband, welches mit dem Nutzbereich zusammenfallen würde und demnach zu unterdrücken ist. Das entstehende Basisbandsignal ist rein reell.

5

Eine dritte, bekannte Möglichkeit der Frequenzsynthese im Empfangszweig ist unter dem Namen spiegelunterdrückende Mischung, Image Rejection, IR, bekannt. Dabei schwingt der Empfangsoszillator wie bei der Low-IF-Frequenzsynthese auf einer um die Zwischenfrequenz vom Träger abweichenden Lokaloszillatorfrequenz. Das erhaltene Basisbandsignal besteht aus einer I- und einer Q-Komponente, es wird jedoch eine zusätzliche Phasendrehung der Q-Komponente und eine anschließende Summation der I- und Q-Signale durchgeführt.

15

Im Senderzweig, bei dem das Basisbandsignal in ein Hochfrequenzsignal umgesetzt wird, sind ebenfalls die drei beschriebenen Verfahren, nämlich spiegelunterdrückende Mischung, Direktumsetzung und Low-IF-Umsetzung in analoger Weise möglich.

20

In Abhängigkeit von der gestellten Aufgabe, beispielsweise dem erforderlichen Modulationsverfahren, dem gewünschten Vielfachzugriffsverfahren, einem erforderlichen Duplexabstand, sowie den erforderlichen einzuhaltenden Spezifikationen bezüglich Rauschen, Genauigkeit der Kanaleinstellung et cetera ist es üblich, eines der genannten Verfahren in eine Sende- und Empfangsarchitektur zu implementieren und dessen Eigenschaften an die gestellte Aufgabe anzupassen.

25

Aufgabe der vorliegenden Erfindung ist es, eine Sende- und Empfangseinheit anzugeben, welche für eine Vielzahl unterschiedlicher Übertragungsarten geeignet und damit universell einsetzbar und zudem kostengünstig herstellbar ist.

Erfindungsgemäß wird die Aufgabe gelöst mit einer Sende- und Empfangseinheit, aufweisend

- einen Empfangszweig mit einer Inphase- und einer Quadraturkomponente und mit einem ersten Frequenzumsetzer, der mit einem ersten Frequenzgenerator gekoppelt ist,
- einen Sendezweig mit einer Inphase- und einer Quadraturkomponente und mit einem zweiten Frequenzumsetzer, der über einen ersten Schalter umschaltbar mit dem ersten oder einem zweiten Frequenzgenerator gekoppelt ist und
- eine Steuereinrichtung, die mit dem ersten Schalter zum Auswählen einer Sende- und Empfangsbetriebsart gekoppelt ist.

Die Sende- und Empfangseinheit weist für Empfangszweig und für Sendezweig jeweils einen eigenen und getrennt voneinander arbeitenden Frequenzgenerator auf, wobei die beiden Frequenzgeneratoren jedoch eine gemeinsame Bezugsfrequenzquelle haben können.

Hierdurch sind die Lokaloszillator-Frequenzen der Frequenzgeneratoren getrennt voneinander einstellbar. Dies wiederum ermöglicht sende- und empfangsseitig den Einsatz unterschiedlicher Frequenzsyntheseverfahren. Beispielsweise kann sendeseitig eine Direktumsetzung und empfangsseitig eine spiegelunterdrückende Mischung oder eine Low-IF-Mischung zum Einsatz kommen. Auch alle anderen denkbaren Kombinationen der eingangs beschriebenen Frequenz-Syntheseverfahren sind mit der beschriebenen Sende- und Empfangseinheit möglich. Weiterhin ist hierdurch ein Abgleich von I/Q-Impairments in Sender und Empfänger möglich.

Je nach Schalterstellung des ersten Schalters können, bei gleicher Sende- und Empfangsbetriebsart, beispielsweise zum Erzielen geringerer Stromaufnahme, Sende- und Empfangsfrequenzumsetzer mit einem gemeinsamen Frequenzgenerator angesteuert sein.

Empfangsseitig wird ein an einem Hochfrequenzeingang der Sende- und Empfangseinheit einkoppelndes Hochfrequenzsignal in

ein komplexes oder reelles Tiefpaß- oder Bandpaß-Basisbandsignal mittels des ersten Frequenzumsetzers heruntergemischt, der von einer vom ersten Frequenzgenerator bereitgestellten Trägerfrequenz angesteuert wird. Sendeseitig wird mit beschriebenenem Transceiver ein komplexes oder reelles Tiefpaß- oder Bandpaß-Basisbandsignal in einer ersten Schalterstellung des ersten Schalters mit der vom zweiten Frequenzgenerator bereitgestellten Trägerfrequenz in dem zweiten Frequenzumsetzer in ein Hochfrequenzsignal umgewandelt. Erster und zweiter Frequenzgenerator können dabei, wie bereits erwähnt, eine unterschiedliche Trägerfrequenz bereitstellen.

Der erste Schalter ist bevorzugt so ausgeführt, daß in einer ersten Schalterstellung der erste Frequenzgenerator mit dem ersten Frequenzumsetzer und der zweite Frequenzgenerator mit dem zweiten Frequenzumsetzer gekoppelt ist, während in der zweiten Schalterstellung der erste Frequenzgenerator mit dem ersten und dem zweiten Frequenzumsetzer gekoppelt ist. Der erste Frequenzgenerator ist dabei bevorzugt fest mit dem ersten Frequenzumsetzer gekoppelt.

Da Sende- und Empfangsfrequenzsynthese jeweils eine IQ-Modulation beziehungsweise IQ-Demodulation vorsehen, sind erster und zweiter Frequenzumsetzer bevorzugt als IQ-Mischer ausgeführt. Der empfangsseitige, erste Frequenzumsetzer umfaßt dabei einen im I-Zweig vorgesehenen I-Mischer, dem das vom ersten Frequenzumsetzer bereitgestellte Lokalszillatorsignal unverändert, und einen Q-Mischer, dem das vom ersten Frequenzgenerator bereitgestellte Trägersignal mit einer Phasendrehung von  $90^\circ$  zugeführt wird.

Entsprechend umfaßt der Sendezweig bevorzugt ebenfalls einen IQ-Mischer, mit einem I-Mischer, der ein eingangsseitig bereitgestelltes Inphase-Signal mit einer unverändert von, abhängig von der Schalterstellung, erstem oder zweitem Frequenzgenerator bereitgestellten Signal mischt und einen Q-Mischer, der ein abhängig von der Schalterstellung vom ersten

oder zweiten Frequenzgenerator bereitgestelltes und um  $90^\circ$  phasenverschobenes Signal mit der Q-Komponente eines von einer digitalen Signalverarbeitungseinrichtung bereitgestellten Signals mischt. Ausgangsseitig sind I- und Q-Mischer des zweiten Frequenzumsetzers mit einem Addierer verbunden und mit einem Hochfrequenzausgang der Schaltung gekoppelt. Umgekehrt sind die Signaleingänge der I- und Q-Mischer des ersten Frequenzumsetzers miteinander und mit einem Hochfrequenzeingang der Sende- und Empfangseinheit gekoppelt.

Das beschriebene universelle Transceiversystem ist für Funkstandards mit oder ohne Duplexabstand, das heißt Abstand der Trägerfrequenzen von Sende- und Empfangssignal voneinander, geeignet.

Die Steuereinrichtung ist bevorzugt so mit erstem und zweitem Frequenzgenerator gekoppelt, daß zum Bereitstellen einer direkten Frequenzumsetzung am ersten beziehungsweise zweiten Frequenzumsetzer jeweils die Trägerfrequenz des empfangenen beziehungsweise zu sendenden Hochfrequenzsignals bereitsteht und daß zum Empfangen beziehungsweise Senden in einer Low-IF-Frequenzsynthese oder in einem spiegelunterdrückenden Verfahren jeweils eine von der Trägerfrequenz des Hochfrequenzsignals um die Zwischenfrequenz abweichendes, nach oben oder nach unten abweichendes Lokaloszillatorsignal am ersten beziehungsweise zweiten Frequenzumsetzer bereitgestellt ist. Wie bereits erläutert, können mit beschriebener Anordnung im Sende- und Empfangszweig verschiedene Frequenzsyntheseverfahren zum Einsatz kommen und damit auch verschiedene Lokaloszillatorfrequenzen eingangsseitig an den Frequenzumsetzern bereitgestellt sein.

In einer bevorzugten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung ist zur Kopplung von Sende- und Empfangszweig ein zweiter Schalter vorgesehen zum schalterstellungsabhängigen Durchschalten eines vom Sendezweig bereitgestellten Hochfre-

quenz-Signals auf einem Hochfrequenzeingang des Empfangszweiges.

Sendeseitig ist der zweite Schalter fest mit dem Ausgang des  
5 zweiten Frequenzumsetzers, beispielsweise dem Summierknoten,  
verbunden. Empfangsseitig ist, abhängig von der Schalterstellung,  
der zweite Schalter mit dem Signaleingang des ersten  
Frequenzumsetzers verbunden. Weiterhin ist der zweite Schalter  
10 hochfrequenzseitig, je nach Schalterstellung, beispielsweise  
über ein Filter, an einem in einer Senderichtung betreibbaren  
Funkschnittstellenpfad angeschlossen. Ein weiterer  
Funkschnittstellenpfad ist bevorzugt über ein weiteres Bandpaßfilter  
fest mit dem HF-Signaleingang des Empfangspfades,  
15 nämlich mit dem Signaleingang des ersten Frequenzumsetzers  
verbunden. Der weitere Funkschnittstellenpfad kann bei getrenntem  
Senden und Empfangen lediglich als Empfangspfad, und bei Senden  
und Empfangen auf einem gemeinsamen Funkschnittstellenpfad für  
beide Übertragungsrichtungen ausgebildet sein.

20

In einer ersten Schalterstellung des zweiten Schalters erfolgen  
demnach Senden und Empfangen in vollständig voneinander  
getrennten Signalpfaden zur Bereitstellung eines echten Voll-  
duplex-Betriebes des Transceivers. In der zweiten Schalter-  
25 stellung hingegen sind hochfrequenzseitig Sende- und Empfangspfad  
miteinander zur Bildung eines gemeinsamen Hochfrequenz-Signalpfades,  
bevorzugt mit gemeinsamem Bandpaßfilter, in Sende- und Empfangsrichtung  
verbunden. Mit dem zweiten, hochfrequenzseitig vorgesehenen  
Schalter ergibt sich eine  
30 weitere vorteilhafte Wirkung des beschriebenen Transceivers  
dadurch, daß in einfacher Weise ein IQ-Abgleichmodus ausführbar  
ist, welcher vor einem Senden oder Empfangen einen Abgleich  
sogenannter IQ-Impairments ermöglicht, was insbesondere bei  
höheren Modulationsverfahren, wie 64-QAM (Quadratur-  
35 Amplituden-Modulation) und Mehrträgerverfahren, wie OFDM (Orthogonally  
Frequency Division Multiplexing) von großer Bedeutung ist.



Der zweite Schalter ist zu seiner Ansteuerung mit der Steuereinrichtung gekoppelt.

- 5 In einer weiteren, bevorzugten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung ist im Sende- und Empfangszweig hochfrequenzseitig je ein Bandpaß-Filter vorgesehen. Das im Sendezweig zwischen zweitem Schalter und Funkschnittstelle vorgesehene erste Bandpaß-Filter ist bevorzugt mit einer Mittenfrequenz  
10 und mit einer Bandbreite ausgeführt, welche auf Nur-Senden hin optimiert sind.

- Das im Empfangs- beziehungsweise Sende- und Empfangszweig vorgesehene zweite Bandpaß-Filter, welches zwischen dem zweiten  
15 Schalter und der Funkschnittstelle vorgesehen ist, weist bevorzugt eine Mittenfrequenz und eine Bandbreite auf, welche für Empfangen und Senden optimiert sind.

- Die beiden Bandpaß-Filter können, je nach Anwendung, gleiche  
20 oder verschiedene Filtercharakteristiken haben.

- In einer weiteren, bevorzugten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung sind die Bandpaß-Filter Oberflächenwellenfilter, englisch Surface Acoustic Wave, SAW.  
25

- In einer weiteren, bevorzugten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung ist im Sende- und Empfangszweig jeweils zumindest ein Tiefpaß-Filter mit jeweils umschaltbarer Grenzfrequenz zwischengeschaltet, welches zu seiner Ansteuerung mit  
30 der Steuereinrichtung verbunden ist.

- Da Sende- und Empfangszweig als komplexe IQ-Pfade mit jeweils einem I-Zweig und einem Q-Zweig ausgeführt sind, kann entsprechend jeweils ein Tiefpaß-Filter für jeden Zweig vorgesehen  
35 sein, so daß insgesamt je ein Anti-Alias-Filter im I-Zweig und ein Anti-Alias-Filter im Q-Zweig, jeweils sende- und empfangsseitig, vorgesehen sind.

Bevorzugt sind die Tiefpaß-Filter umschaltbar zwischen einer ersten Grenzfrequenz, die der halben Bandbreite des Nutzs-  
ignals, erhöht um einen Sicherheitsfaktor, entspricht und ei-  
5 ner zweiten Grenzfrequenz, die der halben Bandbreite plus der  
Zwischenfrequenz, ebenfalls erhöht um einen Sicherheitsfak-  
tor, entspricht. Die beschriebene Umschaltung ermöglicht ein  
wirksames Bereitstellen einer Anti-Aliasing-Filterung, je  
nach Frequenzsyntheseverfahren. Während für Direktumsetzung  
10 die geringe Grenzfrequenz einzustellen ist, ist für Low-IF-  
Umsetzung die um die Zwischenfrequenz erhöhte, höhere Grenz-  
frequenz einzustellen. Werden sende- und empfangsseitig un-  
terschiedliche Frequenzsyntheseverfahren eingesetzt, so sind  
selbstverständlich sende- und empfangsseitig verschiedene  
15 Tiefpaß-Filter-Grenzfrequenzen durch die Steuereinrichtung  
auszuwählen.

In einer weiteren, bevorzugten Ausführungsform der vorliegen-  
den Erfindung ist dem Sendezweig vor- und dem Empfangszweig  
20 nachgeschaltet eine digitale Signalverarbeitungseinrichtung  
vorgesehen, welche sende- und empfangsseitig je ein Tiefpaß-  
Filter mit umschaltbaren Filterkoeffizienten umfaßt.

Analog- und Digitaleinheit können entweder in zwei getrennten  
25 integrierten Schaltkreisen oder in einem gemeinsamen Schalt-  
kreis integriert sein.

Sendeseitig ist die digitale Signalverarbeitungseinrichtung  
bevorzugt den Anti-Aliasing-Tiefpaßfiltern vorgeschaltet,  
30 welche wiederum dem zweiten Frequenzumsetzer vorgeschaltet  
sind. Empfangsseitig hingegen ist die digitale Signalverar-  
beitungseinrichtung bevorzugt den Anti-Aliasing-Filtern nach-  
geschaltet, welche wiederum bevorzugt dem ersten Frequenzum-  
setzer nachgeschaltet sind.

35

In der digitalen Signalverarbeitungseinrichtung ist mit den  
Tiefpaß-Filtern mit umschaltbaren Filterkoeffizienten, welche

bevorzugt Filter höherer Ordnung sind, eine Korrektur von beschriebenen IQ-Impairments möglich. Zur Kopplung des bereits beschriebenen, üblicherweise analog ausgeführten Hochfrequenz-Frontends des beschriebenen Transceivers mit der digitalen Signalverarbeitungseinrichtung ist bevorzugt ein Analog/Digital- beziehungsweise Digital/Analog-Konverter vorgesehen. Empfangsseitig und sendeseitig angeschlossene digitale Signalverarbeitungseinrichtungen können als eine gemeinsame oder als zwei getrennte digitale Signalprozessoren ausgebildet sein.

In einer weiteren, bevorzugten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung umfaßt die digitale Signalverarbeitungseinrichtung je ein Phasenfehler-Kompensationsnetzwerk.

Das Phasenfehler-Kompensationsnetzwerk dient zum Wiederherstellen einer exakten,  $90^\circ$  betragenden Phasenverschiebung zwischen I- und Q-Pfad sowohl sende- als auch empfangsseitig.

In einer weiteren, bevorzugten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung ist die Steuereinrichtung mit den Phasenfehler-Kompensationsnetzwerken und den Tiefpaß-Filtern der digitalen Signalverarbeitungseinrichtung zu deren Ansteuerung verbunden. Alternativ hierzu kann zur Ansteuerung der Phasenfehler-Kompensationsnetzwerke und der Tiefpaß-Filter der digitalen Signalverarbeitungseinrichtung auch eine weitere Steuereinrichtung vorgesehen sein, die mit der ersten Steuereinrichtung gekoppelt sein kann.

In einer weiteren, bevorzugten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung sind erster und zweiter Frequenzgenerator an eine gemeinsame Bezugsfrequenzquelle, beispielsweise eine Quarzreferenzquelle, angeschlossen.

Hierdurch ist ein besonders flächen- und stromsparender Aufbau des beschriebenen Transceivers möglich.

In einer weiteren, bevorzugten Ausführungsform der vorliegenden Anordnung sind erster und zweiter Frequenzgenerator jeweils als Phasenregelschleife ausgebildet, mit durch Teiler-  
5 verhältnisse unabhängig voneinander einstellbarer Lokaloszillator-Frequenz.

Die digitalen Signalverarbeitungseinrichtungen können sende- und/oder empfangsseitig Mittel zur Spiegelfrequenzunterdrückung aufweisen, die zu Ihrer Aktivierung mit der Ansteuer-  
10 einrichtung gekoppelt sein können.

Die Sende- und Empfangseinheit mit Sende- und Empfangszweig kann zur Kompensation von I/Q- und DC-Offset-Fehlern mit einem OFDM- oder sonstigem Demodulator angesteuert sein.

15 Weitere Einzelheiten der Erfindung sind Gegenstand der Unteransprüche.

Die Erfindung wird nachfolgend an einem Ausführungsbeispiel  
20 anhand mehrerer Zeichnungen näher erläutert.

Es zeigen:

Figur 1 ein Blockschaltbild eines ersten Ausführungsbeispiels der vorliegenden Erfindung,  
25

Figur 2 eine sendeseitig dem Blockschaltbild von Figur 1 vorgeschaltete digitale Signal-  
30 verarbeitungseinrichtung,

Figur 3 eine empfängerseitig dem Blockschaltbild von Figur nachgeschaltete digitale Signalverarbeitungseinrichtung,  
35

Figur 4 die Frequenzverhältnisse bei einem Empfänger mit Direktumsetzung,

- Figur 5 die Frequenzverhältnisse bei einem Empfänger mit Low-IF-Frequenzsynthese, mit lediglicher Verwendung der Inphase-Komponente,
- Figur 6 die Frequenzverhältnisse bei einem Empfänger mit spiegelunterdrückender Mischung,
- Figur 7 die Frequenzverhältnisse bei einem Sender mit niedriger Zwischenfrequenz, und ausschließlicher Weiterverarbeitung der I-Komponente,
- Figur 8 die Frequenzverhältnisse an einem Sender mit frequenzunterdrückender Mischung,
- Figuren 9a - 9c die Abschätzung von Sende- und Empfangs-I/Q-Impairmentfehlern und deren Korrekturmöglichkeit mit der Schaltung gemäß Figur 1,
- Figuren 10a - 10d Schaubilder zur weiteren Erläuterung der IQ-Impairment-Korrektur,
- Figuren 11a - 11c die Korrektur der IQ-Impairments nach deren Abschätzung im Sendezweig,
- Figuren 12a - 12c die Möglichkeit der Korrektur von unerwünschten Signalanteilen, welche durch IQ-Impairments verursacht sind, an einem ersten Modulationsbeispiel,
- Figuren 13a - 13c die IQ-Impairment-Korrektur an einem weiteren Modulationsbeispiel

Figur 14 die Anordnung von Trägern und Nullen für die IQ-Impairment-Kompensation an einem Schaubild,

5 Figuren 15a - 15c die Korrekturmöglichkeiten von DC-Offsets,

Figur 16 eine Weiterbildung des Gegenstands gemäß Figuren 1 bis 3 ausgelegt zur Korrektur von DC-Offsets gemäß dem Prinzip be-

10

Figuren 17a, b die Korrektur von DC-Offsets mittels OFDM-Testsignalen,

15

Figuren 18a - 18c Schaubilder zur Erläuterung der getrennten Erfäßbarkeit von Sende- und Empfängerseitig auftretenden IQ-Impairments sowie DC-Offsets mit vorliegendem Gegenstand durch geeignete OFDM-Testsignale und

20

Figur 19 ein Ausführungsbeispiel des Schalters 5 von Figur 1.

25 Figur 1 zeigt ein Blockschaltbild einer Sende- und Empfangseinheit mit einem Empfangszweig 1 und einem Sendezweig 2.

Sende- und Empfangszweig 2, 1 verbinden jeweils eine digitale Signalverarbeitungseinrichtung 3, 4 mit einem Schalter 5. Der

30

Schalter 5 ist über HF-Sende- und Empfangspfade (9) mit einer Luftschnittstelle 6, 7 gekoppelt.

Der Empfangszweig 1 weist einen ersten Frequenzumsetzer 11, 12 auf, der zwei mit um 90° phasenverschobenen Signalen angesteuerte Mischer 11, 12 umfaßt, welche ein über Schalter 5 einkoppelndes Hochfrequenz-Signal auf ein komplexes Basisbandsignal heruntermischen. Ausgangsseitig an den ersten Fre-

35

quenzumsetzern 11, 12 ist dabei demnach je ein I- und Q-Pfad für eine Inphase- und eine Quadraturkomponente des Basisbandsignals gebildet.

5 Der Sendezweig 2 umfaßt einen zweiten Frequenzumsetzer 13, 14, der ein an durch zwei um  $90^\circ$  phasenverschobene Lokaloszillatorsignale angesteuerten Mischern am Eingang bereitgestelltes IQ-Signal eines Basisbandes zu einem Hochfrequenzsignal heraufmischt, wobei die Signalausgänge der Mischer  
10 13, 14 des zweiten Frequenzumsetzers miteinander in einem Ad-dierknoten 15 verbunden sind, der ausgangsseitig mit dem Schalter 5 gekoppelt ist. Die Aufwärtsmischer 13, 14 weisen dabei an ihren Eingängen einen Inphase-Pfad I beziehungsweise einen Quadratur-Pfad Q auf.

15

Zur Bereitstellung von Lokaloszillator- beziehungsweise Trägerfrequenzen zur Ansteuerung des ersten und zweiten Frequenz-Umsetzers 11 bis 14 sind zwei unabhängig voneinander arbeitende Frequenzgeneratoren 30, 40 vorgesehen. Diese sind  
20 jeweils als Phasenregelschleifen ausgebildet. Im einzelnen umfassen die Phasenregelschleifen 30, 40 jeweils einen spannungsgesteuerten Oszillator 31, 41, dessen Ausgangssignal in einem nachgeschalteten Frequenzteiler 32, 42 frequenzmäßig  
heruntergeteilt und anschließend einem dem Frequenzteiler 32, 42 nachgeschalteten Phasendetektor 33, 43 zugeführt wird.  
25 Dieser vergleicht das frequenzgeteilte Ausgangssignal des VCO 41, 31 mit einem von einer gemeinsamen Bezugsfrequenzquelle 50 bereitgestellten und ebenfalls in Frequenzteilern 34, 44 heruntergeteilten Referenzsignals. Den Phasendetektoren 33,  
30 43 ist zur Gewährleistung der Stabilität des Regelkreises je ein Schleifenfilter 35, 45 nachgeschaltet, welches ausgangsseitig jeweils mit dem Abstimmeingang der VCO 31, 41 verbunden ist. Während der Ausgang der ersten PLL 30 unmittelbar über einen Phasenverschiebungsbaustein 16 mit den Mischer-  
35 Eingängen 11, 12 verbunden ist, und zusätzlich einem umschaltbaren Eingang des Schalters 8 zuführbar ist, mit dem das Ausgangssignal der PLL 30 über einen an einen Ausgang des

Schalters 8 angeschlossenen, weiteren Phasenverschiebungsbaustein 17 den Lokaloszillator-Eingängen der Mischer 13, 14 zuführbar ist, ist der Ausgang der zweiten PLL 40 an einen weiteren, umschaltbaren Eingang des Schalters 8 angeschlossen, über den die zweite PLL 40 umschaltbar mit dem Phasenverschiebungsbaustein 17 an dessen Eingang verbunden ist. Die Phasenverschiebungsbausteine 16, 17 sind zur Bereitstellung einer Phasenkompensation im analogen Schaltungsteil mit der Steuereinrichtung 26 verbunden.

10

In einer ersten Schalterstellung des Schalters 8 ist der Ausgang der ersten PLL 30 mit dem Frequenzumsetzer 11, 12 und zugleich mit dem Frequenzumsetzer 13, 14 zur Bereitstellung einer Trägerfrequenz verbunden. In einer zweiten Schalterstellung hingegen ist der Ausgang der ersten PLL 30 mit dem ersten Frequenzumsetzer 11, 12, und der Ausgang der zweiten PLL 40 mit dem sendeseitigen Frequenzumsetzer 13, 14 verbunden.

Der zweite Schalter 5 ist so ausgebildet und angeschlossen, daß in einer ersten Schalterstellung, bei der Sende- und Empfangszweige vollständig voneinander getrennt geführt sind, der Ausgang des Sendezweiges 2 über ein SAW-Filter 9 mit einer ersten Luftschnittstelle 6 gekoppelt ist, und der Eingang des Empfangszweiges 1, ebenfalls über ein Oberflächenwellenfilter 9 mit einer zweiten Luftschnittstelle 7 verbunden ist. Dabei liegt eine vollständige Trennung der sende- und empfangsseitigen Signalpfade vor. In einer zweiten Schalterstellung des Schalters 5 hingegen sind Ausgang des Sendezweiges 2 und Eingang des Empfangszweiges 1 unmittelbar miteinander und mit der zweiten Luftschnittstelle 7 über das Oberflächenwellenfilter 9 verbunden.

Die dem sendeseitigen Frequenzumsetzer 13, 14 vorgeschalteten, als Antialiasing-Filter wirkenden Tiefpaß-Filter 20, 21 sowie die ebenfalls in I- und Q-Zweig des Empfängers vorgesehenen und dem Frequenzumsetzer des Empfängers 11, 12 über



Verstärker nachgeschalteten Antialiasing-Tiefpaß-Filter 22, 23 weisen je eine umschaltbare Grenzfrequenz auf. Die empfangsseitigen Tiefpaß-Filter 22, 23 sind dabei über rauscharme Verstärker 24, 25 an die Signalausgänge der Abwärtsmischer 11, 12 angeschlossen. Je nach eingesetztem Frequenzsyntheseverfahren, wie Direct Conversion, Low-IF oder spiegelfrequenzunterdrückender Mischung kann zwischen zumindest zwei Grenzfrequenzen umgeschaltet werden. Der durch die Grenzfrequenz bestimmte Durchlaßbereich der Tiefpaß-Filter 20 bis 23 ist dabei umschaltbar zwischen einem ersten Bereich, der zumindest gleich der halben Bandbreite des Nutzsignals ist, und einem zweiten Durchlaßbereich, der zumindest der Summe aus halber Bandbreite und der Low-IF-Zwischenfrequenz entspricht.

Zur Ansteuerung der Antialiasing-Filter 20 bis 23 sowie der Umschaltung der Schalter 5, 8 und schließlich zur Vorgabe der Kanäle beziehungsweise Trägerfrequenzen der PLLs 30, 40 durch Einstellen von Teilerverhältnissen ist eine Steuereinrichtung 26 mit jeweiligen Steuereingängen der genannten Bauteile verbunden.

Für die einzustellenden Kanäle gilt:

Bei direkter Umsetzung im Sender beziehungsweise Empfänger gilt für die Lokaloszillatorfrequenz, daß diese gleich der Mittenfrequenz des Hochfrequenz-Signals ist. Das erhaltene Basisbandsignal besteht aus einer I- und einer Q-Komponente, ist ein komplexes Signal und kann daher unsymmetrisch bezüglich der Null-Hertz-Achse sein. Das nützliche Basisbandsignal hat die physikalische Bandbreite  $BW/2$ , die Nachbarkanäle fallen außerhalb des Nutzbereiches. Der Nutzbereich liegt dabei zwischen 0 Hertz und  $BW/2$ , die Nachbarkanäle größer  $BW/2$ . Das Antialiasing-Filter 20 bis 23 ist ein Tiefpaß-Filter der Eckfrequenz  $BW/2$  und filtert zugleich Nachbarkanäle aus dem Basisbandsignal, unter der Voraussetzung, daß die IQ-Demodulation ideal erfolgt und keine IQ-Impairments aufweist. In diesem Fall kann die Demodulation des Basisbandsignals

nach einer in Figur 1 nicht dargestellten Analog/Digital-Wandlung mit einer digitalen Signalverarbeitung 4, 3 problemlos erfolgen.

- 5 Sendeseitig liegt das Basisbandsignal bei der Direktumsetzung als Tiefpaßsignal in I- und Q-Komponente vor, jeweils mit der Bandbreite  $BW/2$ . Die Frequenzsynthese des Sendezweiges wird so eingestellt, daß der Sendeoszillator 40 beziehungsweise 30 auf der Mittenfrequenz des zu sendenden Signals schwingt.
- 10 Nach der IQ-Modulation erhält man ein Hochfrequenz-Signal der Mittenfrequenz, die gleich der Trägerfrequenz ist. Unter der Voraussetzung, daß die IQ-Modulation ideal erfolgt und keine IQ-Impairments aufweist, erfolgt keine Degradation des Signals. Eine nicht-ideale IQ-Modulation bringt hingegen ein
- 15 unerwünschtes Übersprechen der I- in die Q-Komponente mit sich und ist, wie später erläutert, mit vorliegender Anordnung vermeidbar.

- Bei der Low-IF-Frequenzsynthese im Empfänger schwingt der
- 20 Empfangsoszillator 30 auf der Mittenfrequenz des Hochfrequenzsignals plus oder minus der Zwischenfrequenz. Das Hochfrequenz-Signal wird mit diesem Oszillatorsignal auf die Zwischenfrequenz heruntergemischt. Das sogenannte Spiegelband, das heißt, die Spiegelfrequenz, welche im Hochfrequenz-
- 25 Bereich an der Stelle der Lokaloszillatorfrequenz plus oder minus Zwischenfrequenz vorhanden ist, würde mit dem Nutzbereich zusammenfallen, wenn sie nicht unterdrückt ist. So muß hier eine Spiegelunterdrückung vor der Hochfrequenz-
- 30 Demodulation erfolgen, beispielsweise in diesem Fall im Oberflächenwellenfilter 9. Das nach der Mischung erhaltene Basisband-Signal besteht aus einer I- und einer Q-Komponente, wobei aber nur eine der beiden Komponenten weiterverarbeitet wird. Das Basisband-Signal ist somit ein rein reelles, kein komplexes Signal und das Spektrum ist symmetrisch um die 0Hz-
- 35 Frequenzachse. Das nützliche Basisband-Signal hat die Bandbreite  $BW$ , sein Nutzbereich reicht von der um die halbe Bandbreite verminderten bis zur um die halbe Bandbreite erhöhten

Zwischenfrequenz. Das Anti-Aliasing-Tiefpaß-Filter 22, 23 im Empfänger hat die Bandbreite  $BW/2$ . Diese Methode erfordert nur einen Analog/Digital-Wandler.

5 Umgekehrt, das heißt bei Low-IF-Senden liegt das Basisband-Signal als Bandpaß-Signal um die Zwischenfrequenz vor, wobei nur I- oder Q-Komponente zur Nutzsignalübertragung eingesetzt ist. Das nützliche Basisband-Signal hat dabei wiederum die Bandbreite  $BW$  im bereits beschriebenen Bereich. Der Sendeoszillator 30 oder 40, je nach Schalterstellung 8, schwingt auf einer Trägerfrequenz, welche gleich der Mittenfrequenz des gewünschten Hochfrequenzsignals, vermindert oder erhöht um die Zwischenfrequenz ist. Nach der Modulation erhält man das gewünschte Hochfrequenz-Signal im Frequenzband, welches von  
10 der um die halbe Bandbreite verminderten bis zur um die halbe Bandbreite erhöhten Mittenfrequenz des Hochfrequenz-Signals reicht. Falls der Modulator nichtideal ist, ist ein Oszillatorsignal mit der Oszillatorfrequenz vorhanden, welches aber in der Regel gegenüber dem Nutzsignal stark unterdrückt ist.  
15 Es entsteht aber aufgrund der Mischung ein Spiegelband, welches die gleiche Amplitude wie das Hochfrequenz-Nutzsignal hat, das, falls es störend wirkt, mittels Oberflächenwellenfilter 9 unterdrückt werden kann.

25 Bei der spiegelunterdrückenden Frequenzsynthese schließlich wird der Sende- beziehungsweise Empfangsoszillator 30, 40 ebenfalls auf einer Trägerfrequenz betrieben, welche der gewünschten beziehungsweise bestehenden Mittenfrequenz des Hochfrequenzsignals verringert oder erhöht um die Zwischen-  
30 frequenz des bandpaßbegrenzten Basisband-Signals entspricht.

Je nach Schalterstellung des Schalters 8 können eine oder beide Oszillator-Regelkreise 30, 40 in Betrieb sein.

35 Insgesamt sind bei der Lokaloszillatorfrequenz-Erzeugung folgende Fälle zu unterscheiden:

Falls im Sende- und Empfangszweig jeweils eine Direktumsetzung erfolgen soll, genügt der Betrieb der PLL 30.

5 Falls im Sende- und Empfangszweig ein Verfahren mit geringer Zwischenfrequenz, das heißt eine Low-IF-Frequenzsynthese oder eine spiegelunterdrückende Mischung gewünscht ist, genügt ebenfalls der Betrieb der PLL 30.

10 Falls im Sendezweig eine Direktumsetzung und im Empfangszweig ein Betrieb mit niedriger Zwischenfrequenz gewünscht ist, ist der Betrieb beider PLL 30, 40 mit verschiedener Lokaloszillatortfrequenz erforderlich.

15 Falls im Empfangszweig eine Direktumsetzung und im Sendezweig eine Frequenzsynthese mit Low-IF gewünscht ist, sind zwei verschiedene Oszillatoren mit unterschiedlicher Trägerfrequenz und daher der Betrieb beider PLL 30, 40 erforderlich.

20 Falls ein Abgleich von IQ-Impairments durchzuführen ist, sind beide PLL 30, 40 zur Bereitstellung zweier Lokaloszillatorsignale verschiedener Trägerfrequenz erforderlich.

25 Mit der Ansteuerschaltung 26 ist der Schalter 8, wie oben beschrieben, in Abhängigkeit von den gewünschten Frequenzsyntheseverfahren im Sender und im Empfänger einstellbar.

30 Wie bereits erläutert, ist mit der Steuerschaltung 26 die Grenzfrequenz der Tiefpaß-Filter 20 bis 23 so einstellbar, daß bei Wahl eines Direktumsetzungsverfahrens die kleinere der beiden Grenzfrequenzen und bei Auswahl eines Frequenzsyntheseverfahrens mit Low-IF die größere einstellbare Grenzfrequenz eingestellt ist. Dies gilt sowohl für Sende- als auch für Empfangszweig je nach einzustellender Frequenzsynthesetriebsart.

Vorliegender Transceiver bietet somit bei einfachem Aufbau eine große Flexibilität und universelle Einsetzbarkeit und ist insbesondere für Mehrträgerverfahren geeignet.

5    Figur 2 zeigt den sendeseitigen digitalen Signalprozessor 4, der mit I- und Q-Pfad aufgebaut ist, mit Digital/Analog-Wandlern 51, 52, welche den Tiefpaß-Filtern 20, 21 des Analogteils des Sendezweiges vorgeschaltet sind. Diesen Digital/Analog-Wandlern wiederum sind digitale Filter 53, 54 mit  
10    einstellbaren Filterkoeffizienten vorgeschaltet, welche von der Ansteuerschaltung 26 gesteuert sind. Den einstellbaren Filtern 53, 54, von denen je einer im I- beziehungsweise Q-Pfad vorgesehen ist, wiederum ist ein Phasenfehler-Kompensationsnetzwerk 55, 56, 57, 58 vorgeschaltet, wobei im  
15    Quadratur-Pfad Q ein Bauelement 58, welches keine Phasenkorrektur durchführt, sowie ein nachgeschalteter Verstärker 56 vorgesehen sind, im Inphase-Pfad I hingegen ist ein Bauelement zur Bildung einer einstellbaren Phasendrehung 57 mit nachgeschaltetem, einstellbarem Verstärker 55 zur Amplituden-  
20    korrekur vorgesehen. Das Phasenfehler-Kompensationsnetzwerk 55 bis 58 ist ebenfalls von der Ansteuerschaltung 26 zu seiner Ansteuerung gekoppelt. Dem Phasenfehler-Kompensationsnetzwerk 55 bis 58 ist eine Schaltung zur Spiegelunterdrückung 47 und dieser ein komplexer OFDM-Modulator 68 vorge-  
25    schaltet.

Die digitalen Signalverarbeitungseinrichtungen gemäß Figuren 2 und 3 stellen das analoge Basisband-Signal aus einem komplexen Modulator 68 bereit beziehungsweise führen das analoge Basisband-Signal einem komplexen Demodulator 66 zu. Weiterhin sind digitale Filter, IQ-Impairmentkorrektur, Spiegelunterdrückung sowie Modulation und Demodulation des Signals vorgesehen. Zudem sind jeweils DC(Direct Current)-Offset-Kompensationseinrichtungen 71, 72; 73 vorgesehen.

35

Figur 3 zeigt im einzelnen die empfängerseitige digitale Signalverarbeitungseinrichtung 3 mit je einem I- und Q-Pfad.

Dabei sind eingangsseitig Analog/Digital-Wandler 69, 70 vorgesehen, welche mit ihrem Eingang über I- und Q-Pfad an die Tiefpaß-Filter 22, 23 des Empfangszweigs angeschlossen sind. Diesen sind digitale Filter 59, 60 mit einstellbaren Filterkoeffizienten nachgeschaltet, welche mit der Ansteuerschaltung 26 verbunden sind. Diesen wiederum sind in I- und Q-Pfad jeweils einstellbare Verstärker 61, 62 zur Amplitudenkorrektur sowie eine Phasenfehlerkompensation 63, 64 zur Korrektur von Abweichungen vom idealen Phasenunterschied von  $90^\circ$  zwischen I- und Q-Pfad nachgeschaltet. Die Kompensationsbauelemente zum Abgleich von IQ-Impairments 61 bis 64 sind ebenfalls mit der Steuerschaltung 26 gekoppelt. Zur Kopplung kann ein Effektivwertdetektor vorgesehen sein, der in einer Rückkopplung in I- und Q-Pfad oder in einer Kreuzkopplung betrieben sein kann.

An die Phasenfehler-Kompensation 61 bis 64 schließt sich schaltungstechnisch eine Spiegelunterdrückungsschaltung 65 und daran ein komplexer Demodulator 66 an.

20

Figur 4 erläutert die sender- und empfängerseitige Direktumsetzung eines Nutzsymbols mit der Mittenfrequenz  $f_{RF}$ , welches mit A bezeichnet ist, mittels einer Trägerfrequenz  $f_c$ , welche gleich der Mittenfrequenz  $f_{RF}$  ist. Hierdurch ergibt sich ein komplexes Basisband-Signal B, welches unsymmetrisch bezüglich der 0 Hertz-Achse sein kann. Empfängerseitige Tiefpaß-Filter 22, 23 haben eine geringe Grenzfrequenz eingestellt, so daß sich die Filtercharakteristik C ergibt. Nachbarkanäle fallen außerhalb dieses Nutzbereiches, der von  $-BW/2$  bis  $+BW/2$  reicht.

30

Figur 5 erläutert die mit der Schaltung von Figur 1 erfolgende Low-IF-Frequenzsynthese im Empfänger 1. Der Empfangsoszillator schwingt auf der Trägerfrequenz  $f_c = f_{RF} - f_{LIF}$ , mit  $f_{LIF}$  gleich Zwischenfrequenz. Das hochfrequente Nutzsignal A der Mittenfrequenz  $f_{RF}$  wird mit diesem Oszillatorsignal  $f_c$  heruntorgemischt. Das sogenannte Spiegelband im Bereich an der

35

Stelle  $f_c - f_{LIF}$  würde, wenn sie nicht unterdrückt wäre, mit dem Nutzbereich zusammenfallen. Das erhaltene Basisband-Signal B besteht aus einer I- und einer Q-Komponente, von denen aber nur eine Komponente weiterverarbeitet wird. Somit  
5 ist das Basisband-Signal B rein reell, sein Spektrum ist symmetrisch um die 0 Hertz-Achse. Die Tiefpaß-Filter 22, 23 haben eine höhere Grenzfrequenz und damit eine breitere Durchlaßcharakteristik D. Störsignale E führen zu dreieckförmigen Signalanteilen E im Nutzsignal A, B.

10

Figur 6 erläutert die mit der Anordnung von Figur 1 empfangs-  
seitig mögliche Frequenzsynthese durch spiegelunterdrückende  
Mischung, bei der die Verhältnisse von Oszillatorfrequenz  $f_c$   
und Nutzsignal A mit der Mittenfrequenz  $f_{RF}$  denen von Figur 5  
15 entsprechen. Im Unterschied zu Figur 5 besteht bei Figur 6  
jedoch das Basisband-Signal B als komplexes Basisband-Signal,  
von dem I- und Q-Komponente weiterverarbeitet werden. Weiter-  
hin fällt bei der spiegelunterdrückenden Mischung das nützli-  
che Basisband-Signal der Bandbreite BW mit dem Spiegelband  
20 zusammen. Demnach ist eine IQ-Spiegelunterdrückung erforder-  
lich, vergleiche die hierzu vorgesehene Einrichtung 65 von  
Figur 3.

25

Figur 7 beschreibt die Verhältnisse bei Senden mit geringer  
Zwischenfrequenz, Low-IF, bei der das Basisband-Signal B als  
Bandpaß-Signal der Bandbreite BW vorliegt. Das hochfrequente  
Nutzsignal ist mit A bezeichnet. Durch Mischen mit einer Trä-  
gerfrequenz  $f_c$  entsteht das Nutzsignal A mit der Mittenfre-  
quenz  $f_{RF}$ , mit einem Spiegelband F. Die Tiefpaß-Filter 20, 21  
30 haben wiederum die hohe Grenzfrequenz und damit die Fil-  
tercharakteristik D eingestellt.

35

Figur 8 erläutert die Verhältnisse bei spiegelunterdrückender  
Mischung im Sendezweig, dabei liegt das Basisband-Signal B  
als Bandpaß-Signal in I- und Q-Komponente vor, ist komplex  
und muß demnach nicht symmetrisch sein. Das Nutzsignal der  
Bandbreite BW um die Zwischenfrequenz  $f_{LIF}$  ist mit B bezeich-

net. Durch Mischen mit der Trägerfrequenz  $f_c$  erhält man das erwünschte Hochfrequenzsignal A um die Mittenfrequenz  $f_{RF}$  und mit der Bandbreite BW. In einem nicht idealen Modulator wird ein Lecksignal an der Trägerfrequenz  $f_c$  vorhanden sein, welches normalerweise gegenüber dem Nutzsignal stark unterdrückt ist. Andererseits entsteht aufgrund von IQ-Impairments ein Spiegelband im Frequenzband  $f_{RF} - 2 \cdot f_{LIF} - BW/2$  bis  $f_{RF} - 2 \cdot f_{LIF} + BW/2$ . Das Spiegelband ist mit F bezeichnet. Die Unterdrückung des Spiegelbandes gegenüber dem HF-Nutzsignal hängt von dem Ausmaß der IQ-Impairments ab. Die Qualität des nützlichen HF-Signals A selbst ist von den IQ-Impairments nicht betroffen.

Figuren 9a bis 9c erläutern die Abschätzung der IQ-Impairments im Zeitbereich mittels eines komplexen, sinusförmigen Testsignals mit der Trägerfrequenz  $f_c$ . Das Testsignal ist mit T bezeichnet. Bedingt durch IQ-Impairments bildet sich im Sendepfad unsymmetrisch zum Nutzträger N ein Spiegelträger S, wie in Figur 9b gezeigt. Die Amplitude dieses Spiegelträgers S ist ein direktes Maß für die Phasen- und Amplitudenfehler im IQ-Modulator, das heißt im Modulator des Sendezweiges. Figur 9c zeigt die Verhältnisse im unmittelbar an den Sendezweig 2 zur IQ-Impairmentkorrektur über Schalter 5 angeschlossenen Empfangszweig 1, bei dem das Hochfrequenzsignal so IQ-demoduliert wird, daß nach analoger und digitaler Filterung ausschließlich der gesendete Nutzträger N erhalten wird. Wiederum erhält man einen Spiegelträger zum Nutzträger, welcher mit Bezugszeichen T versehen ist, und ein direktes Maß für Amplituden- und Phasenfehler im IQ-Demodulator, das heißt im Empfangszweig 1, ist. Mit Kenntnis der sende- und empfangsseitig getrennt voneinander ermittelten IQ-Impairments ist im Anschluß an die Abschätzung im Zeitbereich mit dem erfindungsgemäßen Transceiver eine Kompensation der Impairments möglich.

Figur 10a bis 10d erläutern in weiteren Schaubildern in komplexer Darstellung über der Frequenz die auftretenden IQ-



Impairments anhand verschiedener Diagramme. Figur 10a zeigt eine normierte Cosinus-Schwingung  $\cos$  sowie eine sowohl in Amplitude als auch Phase verfälschte Sinus-Schwingung  $\sin$ , welche zum einen eine größere Amplitude als ihre Soll-

5 Amplitude hat und welche zum anderen nicht ideal  $90^\circ$  phasenverschoben ist, aufgetragen über der Zeit. Figur 10b zeigt das komplexe Signal von Figur 10a, jedoch in einer komplexen Ebene dargestellt. Die beschriebenen Amplituden- und Phasenabweichungen äußern sich in Figur 10b durch Abweichungen vom idealen Kreis, das verfälschte Signal hat in komplexer  
10 Darstellung eine Ellipsenform.

Figur 10c beschreibt das Ergebnis der Multiplikation von Realteil und Imaginärteil der komplexen Signale von Figur 10a  
15 und 10b, bei denen ein DC-Offset vorhanden ist, der vom Phasenfehler abhängt. Figur 10d schließlich zeigt das Signal gemäß Figur 10c integriert, und ist ein Maß für den Phasenfehler.

20 Nach dieser Abschätzung der IQ-Impairments getrennt nach Sender und Empfänger kann nun eine Korrektur zunächst der senderseitigen IQ-Impairments erfolgen. Dies ist in Figuren 11a und 11b erläutert, dort enthält das digitale Signal, welches eingangsseitig am Sendezweig zugeführt wird, einen Korrekturanteil K, derart mittels der Digitalen Signalverarbeitungseinrichtung 4 eingestellt, daß nach der IQ-Modulation im Sendezweig 2 der Spiegelanteil in Figur 11b gerade verschwin-  
25 det. Nach der IQ-Demodulation im Empfangszweig wird wieder eine komplexe Schwingung erhalten, die eine Stellgröße für den Korrekturanteil K im Sender ist.  
30

Alternativ kann die Frequenz des Nutzträgers auch variiert werden, um einen frequenzabhängigen Amplitudenfehler zu korrigieren. In diesem Fall erfolgt die IQ-Impairmentkorrektur  
35 mit Hilfe der digitalen Filter von Figuren 2 und 3, das heißt mittels der digitalen Signalverarbeitungseinrichtungen 3, 4. Diese Filter 53, 54, 59, 60 arbeiten dann als Frequenzgan-

gentzerrer, sogenannte Equalizer, deren Koeffizienten so eingestellt sind, daß der Fehler in Abhängigkeit von der gewählten Frequenz verschwindet oder möglichst gering ist.

- 5 Figuren 12a bis 12c erläutern eine Möglichkeit der Abschätzung von IQ-Impairments und damit eine mögliche Korrektur dieser IQ-Impairments bei Mehrträger-Signalmodulierung, sogenannter OFDM-Modulation, Orthogonally Frequency Division Multiplexing. Dieses Verfahren findet bereits Anwendung im Rund-
- 10 funksystem DAB, Digital Audio Broadcast, ebenso bei den Verfahren gemäß Hiperlan2 und IEEE 802.11b und gilt als vielversprechend für die Übertragung digitaler Fernsehsignale.

Figur 12a zeigt ein Mehrträger-Testsignal, dabei besteht ein

15 Referenzsymbol aus insgesamt  $N$ -Trägern, von denen nur die "rechte" Hälfte, moduliert ist. Das linke Halbband ist mit Nullen moduliert. Nach der IQ-Modulation mit einem Oszillatorsignal  $T$  der Trägerfrequenz  $f_c$  entsteht ein Spektrum  $TM'$ , wie in Figur 12b gezeigt, bei dem die jeweils der 0-Frequenz-

20 Achse zugewandte Hälfte des Spektrums ein Maß für die vom Sender verursachten IQ-Impairments sind. Wird das Signal anschließend wieder demoduliert, mit einem Oszillatorsignal, welches der Differenz eines Trägers und einer Zwischenfrequenz  $f_c - f_{LIF}$  entspricht, so entsteht wiederum ein komplexes

25 Basisband-Signal  $TM''$ , wie in Figur 12c gezeigt. Die IQ-Impairments im Empfangszweig verursachen nun unerwünschte Signalanteile  $TM'''$  spiegelsymmetrisch zu der 0-Hertz-Frequenzlinie, die ein Maß der empfangsseitigen IQ-Impairments sind. Somit ist auch hier eine getrennte Erfas-

30 sung der Auswirkungen der Impairments von Sende- und Empfangszweig möglich, so daß auch eine getrennte Korrektur dieser Impairments im Sender und Empfänger ermöglicht ist. Jeder der Träger des Mehrträgersystems und der zugehörige unerwünschte Spiegelträger befinden sich bei verschiedenen Fre-

35 quenzen. Somit ist es möglich, mit nur einem Mehrträger-Testsignal  $TM$  den frequenzabhängigen Fehler abzuschätzen. Die Korrektur erfolgt wie anhand Figuren 2 und 3 beschrieben.

Ein weiteres Ausführungsbeispiel eines Referenzsymbols  $T_N$  eines Mehrträger-OFDM-Verfahrens zur Verwendung als Testsignal zeigen Figur 13a bis 13c. Dabei wird lückenweise nur jeder  
5 zweite beziehungsweise jeder vierte Träger moduliert, die restlichen Träger werden mit Nullen moduliert. Durch die IQ-Modulation mit einem Oszillatorsignal  $T$  der Frequenz  $f_c$  ergibt sich ein Spektrum  $T_N'$ , welches in Figur 13b gezeigt ist. Die IQ-Impairments im Sendezweig 2 von Figur 1 verursachen,  
10 daß an der Stelle der modulierten Nullen unerwünschte Signalanteile entstehen, welche ein Maß für die sendeseitigen IQ-Impairment sind. Anschließend wird das Signal mit einem Oszillatorsignal  $f_c - f_{LIF}$  IQ-demoduliert, so daß ein komplexes Basisband-Signal  $T_N''$  entsteht, welches in Figur 13c gezeigt ist. Die IQ-Impairment im Empfangszweig 1 von Figur 1 verursachen unerwünschte Signalanteile  $T_N'''$  spiegelsymmetrisch zur 0-Frequenzlinie, so daß die Auswirkung der IQ-Impairments im Sender und Empfänger getrennt voneinander erfaßbar und demnach im Empfänger einzeln korrigierbar ist. Die  
15 Korrektur im Empfänger erfolgt gemäß der digitalen Signalverarbeitungsschaltungen von Figuren 2 und 3. Mit dem Testsignal von Figur 13a können demnach die frequenzabhängigen Fehler in einfacher Weise abgeschätzt werden.

25 Figur 14 erläutert noch einmal die Modulation des Referenzsymbols mit  $N$ -Trägern bei einem Mehrträgermodulationsverfahren, bei denen lückenweise jeder vierte Träger moduliert wird, dazwischen werden Nullen auf die Trägerfrequenzen aufmoduliert, am Beispiels eines OFDM-Modulationsverfahrens.

30 Figuren 15a bis 15c erläutern die mit dem erfindungsgemäßen Gegenstand mögliche Erfassung sende- und empfangsseitiger DC-Offsets und deren getrennt mögliche Korrigierbarkeit in Sender- und Empfängerzweig. Neben den bereits inklusive Korrekturmöglichkeiten beschriebenen I/Q-Amplitudenfehlern und I/Q-  
35 Phasenfehlern ist bei I/Q-Modulation und -Demodulation das Auftreten eines DC-Offsets unerwünscht. Ohne DC-Offset wird

der Träger nach der (De-)Modulation vollständig unterdrückt. Ein DC-Offset hingegen bewirkt, daß der Träger nicht vollständig unterdrückt wird. Bei dem vorliegenden Gegenstand sind die DC-Offsets von Sende- und Empfangszweig unabhängig voneinander erfaßbar und kompensierbar. Hierfür wird, wie in den Figuren 15a bis 15c beschrieben, ein Testsignal erzeugt. Der Schalter 5 von Figur 1 wird so gestellt, daß der Sende-  
zweig mit dem Empfangszweig verbunden ist. Im vorliegenden Beispiel wird von einer Direktumsetzung sende- und empfangs-  
seitig ausgegangen, alle bereits beschriebenen anderen Kombinationen sind jedoch ebenso möglich.

Das Testsignal gemäß Figur 15a wird als harmonische Schwingung erzeugt und auf eine Trägerfrequenz hochgemischt. Das Trägersignal des Lokaloszillators wird dabei aufgrund von sendeseitigen Offsets nicht vollständig unterdrückt. Im Empfängerpfad wird der Empfangsoszillator mit einem Frequenzoffset bezüglich dem sendeseitigen Oszillator betrieben. Figur 15c zeigt das heruntergemischte Signal. Ein in der digitalen Signalverarbeitungseinrichtung vorgesehenes Tiefpaßfilter unterdrückt die Komponenten Nutzträger und Spiegelprodukte. Die DC-Offsetanteile des Empfangszweigs haben die Frequenz Null und können mit einem weiteren Tiefpaß von den DC-Offset-Anteilen des Sendezweigs getrennt werden. Letztere können mit einer Hochpaßfilterung gewonnen werden.

Figur 16 zeigt eine Schaltung zur Gewinnung einer Stellgröße aus den getrennt erfaßten DC-Offsets zu deren Korrektur. Dabei ist empfangs- und sendeseitig je ein Addierknoten 71, 72 auf der digitalen Seite der A/D- bzw. D/A-Wandler angeschlossen. Mit den Addierknoten 71, 72 ist ein DC-Offset-Detektor 73 verbunden, der mit der Steuerschaltung 26 gekoppelt ist und die beschriebenen, zur Stellgrößengewinnung und -Korrektur erforderlichen Hoch- und Tiefpaßfilter aufweist.

Figuren 17a und 17b zeigen spezielle OFDM-Testsignale zur DC-Offsetkorrektur für OFDM-Signale ebenfalls am Beispiel einer

Direktumsetzung in Sende- und Empfangszweig. Dabei werden einige der Trägerfrequenzen im Mehrträgersignal gezielt nicht moduliert (Nullen). Die Anordnung der modulierten und nicht modulierten Träger wird so gewählt, daß die Spiegelträger, verursacht durch IQ-Impairments, des Sendezweigs eindeutig getrennt von den Spiegelträgern verursacht im Empfangszweig bleiben. Entsprechend verschachtelte Träger sind in den Figuren 17a, 17b gezeigt.

Figuren 18a bis 18c zeigen die Erfassung der Störgrößen eines I/Q-Modulators und I/Q-Demodulators für ein OFDM-Signal mit direkter Frequenzumsetzung in Sender und Empfänger. Im Sendezweig wird das OFDM-Testsignal, siehe Figur 18a, mit der Trägerfrequenz des Sende-Oszillators, siehe Figur 18a, hochgemischt in ein HF-Signal, siehe Figur 18b. Im Empfangszweig wird wiederum ein Frequenzabstand des Lokaloszillators zum sendeseitigen Oszillator gewählt, der beispielsweise einem Trägerabstand oder einem Vielfachen entspricht. Durch die geschickt gewählte Kombination der Träger und der Nullen überlappen sich die einzelnen Anteile, das heißt I/Q-Impairments im Sendezweig, I/Q-Impairments im Empfangszweig, DC-Offset im Sendezweig, DC-Offset im Empfangszweig) nicht, so daß im Empfänger eine eindeutige Auftrennung möglich ist. Die Störkomponenten können folglich zur Gewinnung entsprechender Stellgrößen getrennt von einander erfaßt und kompensiert werden.

Figur 19 schließlich zeigt ein Ausführungsbeispiel des Schalters 5 von Figur 1. In Schalterstellung a sind Sende- und Empfangszweig unmittelbar miteinander verbunden. Schalterstellungen b und c sind für den Normalbetrieb vorgesehen, wobei in Schalterstellung b ein gemeinsamer Sende- und Empfangszweig 7 angesteuert ist und in Schalterstellung c eine vollständige Trennung von Senden und Empfangen 6, 7 sichergestellt ist.

## Patentansprüche

1. Sende- und Empfangseinheit, aufweisend

- einen Empfangszweig (1) mit einer Inphase- (I) und einer  
5      Quadraturkomponente (Q) und mit einem ersten Frequenzumset-  
zer (11, 12), der mit einem ersten Frequenzgenerator (30)  
gekoppelt ist,
- einen Sendezweig (2) mit einer Inphase- (I) und einer Qua-  
draturkomponente (Q) und mit einem zweiten Frequenzumsetzer  
10      (13, 14), der über einen ersten Schalter (8) umschaltbar  
mit dem ersten oder einem zweiten Frequenzgenerator (30,  
40) gekoppelt ist, und
- eine Steuereinrichtung (26), die mit dem ersten Schal-  
ter (8) zum Auswählen einer Sende- und Empfangsbetriebsart  
15      gekoppelt ist.

2. Sende- und Empfangseinheit nach Anspruch 1,

- d a d u r c h      g e k e n n z e i c h n e t, daß
- zur Kopplung von Sende- und Empfangszweig (2, 1) ein zweiter
- 20      Schalter (5) vorgesehen ist zum schalterstellungsabhängigen
- Durchschalten eines vom Sendezweig (2) bereitgestellten HF-
- Signals auf einen HF-Eingang des Empfangszweiges (1), wobei
- der zweite Schalter (5) zu seiner Ansteuerung mit der Steuer-
- einrichtung (26) gekoppelt ist.

3. Sende- und Empfangseinheit nach Anspruch 2,

- d a d u r c h      g e k e n n z e i c h n e t, daß
- an Sende- und Empfangszweig (2, 1) hochfrequenzseitig je ein
- Bandpaß-Filter (9) angekoppelt ist.

30

4. Sende- und Empfangseinheit nach Anspruch 3,

- d a d u r c h      g e k e n n z e i c h n e t, daß
- die Bandpaß-Filter (9) Oberflächenwellenfilter sind.

- 35      5. Sende- und Empfangseinheit nach einem der Ansprüche 1 bis
- 4,
- d a d u r c h      g e k e n n z e i c h n e t, daß

Sende- und Empfangszweig (2, 1) je zumindest ein Tiefpaß-Filter (20 bis 23) mit jeweils umschaltbarer Grenzfrequenz umfassen, welches zu einer Ansteuerung mit der Steuereinrichtung (26) verbunden ist.

5

6. Sende- und Empfangseinheit nach einem der Ansprüche 1 bis 5,

d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t, daß

dem Sendezweig (2) vor- und dem Empfangszweig (1) nachge-

10 schaltet eine digitale Signalverarbeitungseinrichtung (4, 3)

vorgesehen ist, welche sende- und empfangsseitig je ein Tiefpaß-Filter (53, 54, 59, 60) mit umschaltbaren Filterkoeffizienten umfaßt.

15 7. Sende- und Empfangseinheit nach einem der Ansprüche 1 bis 6,

d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t, daß

die digitale Signalverarbeitungseinrichtung (3, 4) je ein Phasenfehler-Kompensationsnetzwerk (57, 58, 63, 64) umfaßt.

20

8. Sende- und Empfangseinheit nach Anspruch 6 und 7,

d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t, daß

die Steuereinrichtung (26) mit den Phasenfehler-

Kompensationsnetzwerken (57, 58, 63, 64) und den Tiefpaß-

25 Filtern (53, 54, 59, 60) der digitalen Signalverarbeitungseinrichtung (3, 4) zu deren Ansteuerung verbunden ist.

9. Sende- und Empfangseinheit nach einem der Ansprüche 1 bis 8,

30 d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t, daß

erster und zweiter Frequenzgenerator (30, 40) an eine gemeinsame Bezugsfrequenzquelle (50) angeschlossen sind.

10. Sende- und Empfangseinheit nach einem der Ansprüche 1 bis

35 9,

d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t, daß

erster und zweiter Frequenzgenerator (30, 40) jeweils als Phasenregelschleife ausgeführt sind, mit durch Teilerverhältnisse unabhängig voneinander einstellbarer Lokaloszillator-Frequenz.



## Zusammenfassung

## Sende- und Empfangseinheit

- 5 Es ist eine Sende- und Empfangseinheit angegeben mit einem  
Empfangszweig (1) und einem Sendezweig (2), welche jeweils  
zur Führung komplexer Signale (I, Q) ausgebildet sind, mit  
einer Steuereinrichtung (26), die einen Schalter (8) ansteu-  
ert, mit dem entweder eine Phasenregelschleife (30) auf sen-  
10 de- und empfangsseitig vorgesehene Frequenzumsetzer (11 bis  
14) durchgeschaltet ist zum Bereitstellen einer gemeinsamen  
Trägerfrequenz oder je eine unabhängig arbeitende PLL (30,  
40) für Sende- und Empfangszweig (1, 2) vorgesehen ist. Hier-  
durch ist es möglich, daß beispielsweise der Sender mit Di-  
15 rektumsetzung arbeitet, während der Empfänger beispielsweise  
mit Low-IF-Prinzip arbeiten kann. Die Erfindung ist für OFDM-  
Mehrträgersysteme geeignet.

Figur 1

## Bezugszeichenliste

	1	Empfangszweig
	2	Sendezweig
5	3	digitale Signalverarbeitung
	4	digitale Signalverarbeitung
	5	Schalter
	6	Luftschnittstelle
	7	Luftschnittstelle
10	8	Schalter
	9	Oberflächenwellenfilter
	11	Frequenzumsetzer
	12	Frequenzumsetzer
	13	Frequenzumsetzer
15	14	Frequenzumsetzer
	15	Addierknoten
	16	Phasenverschiebungsbaustein
	17	Phasenverschiebungsbaustein
	20	Tiefpaß
20	21	Tiefpaß
	22	Tiefpaß
	23	Tiefpaß
	24	LNA
	25	LNA
25	26	Ansteuerschaltung
	30	Frequenzgenerator
	31	VCO
	32	Teiler
	33	Phasendetektor
30	34	Teiler
	35	Schleifenfilter
	40	Frequenzgenerator
	41	VCO
	42	Teiler
35	43	Phasendetektor
	44	Teiler
	45	Schleifenfilter

	50	Referenzoszillator
	51	DAC
	52	DAC
	53	Tiefpaßfilter
5	54	Tiefpaßfilter
	55	PA
	56	PA
	57	Phasenfehlerkompensation
	58	Phasenfehlerkompensation
10	59	Tiefpaß
	60	Tiefpaß
	61	LNA
	62	LNA
	63	Phasenverschiebungsbaustein
15	64	Phasenverschiebungsbaustein
	65	Spiegelunterdrückung
	66	Mehrträger-Demodulator
	67	Spiegelunterdrückung
	68	Mehrträger-Modulator
20	69	ADC
	70	ADC
	71	Addierknoten
	72	Addierknoten
	73	DC-Offset-Detektor
25	A	Nutzsignal
	B	Basisband-Signal
	BW	Bandbreite
	C	Filtercharakteristik
	D	Filtercharakteristik
30	E	Fehlersignal
	F	Spiegelsignal
	K	Korrekturanteil
	N	Nutzträger
	TM	Mehrträger-Testsignal
35	TN	Mehrträger-Testsignal
	$f_c$	Trägerfrequenz
	$f_{RF}$	Lokaloszillator-Frequenz

P2001,0226

34

$f_{LIF}$  Zwischenfrequenz

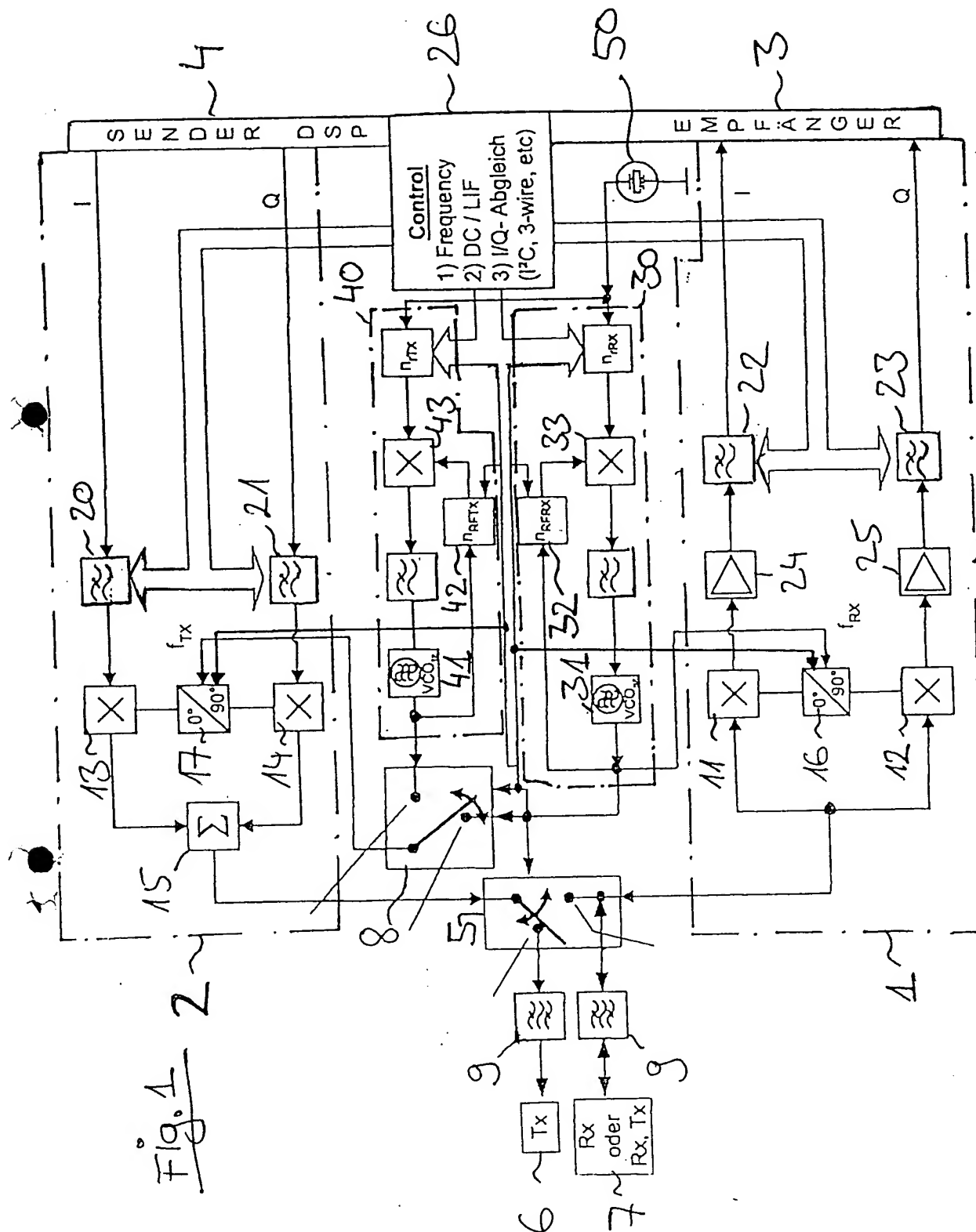


Fig. 2

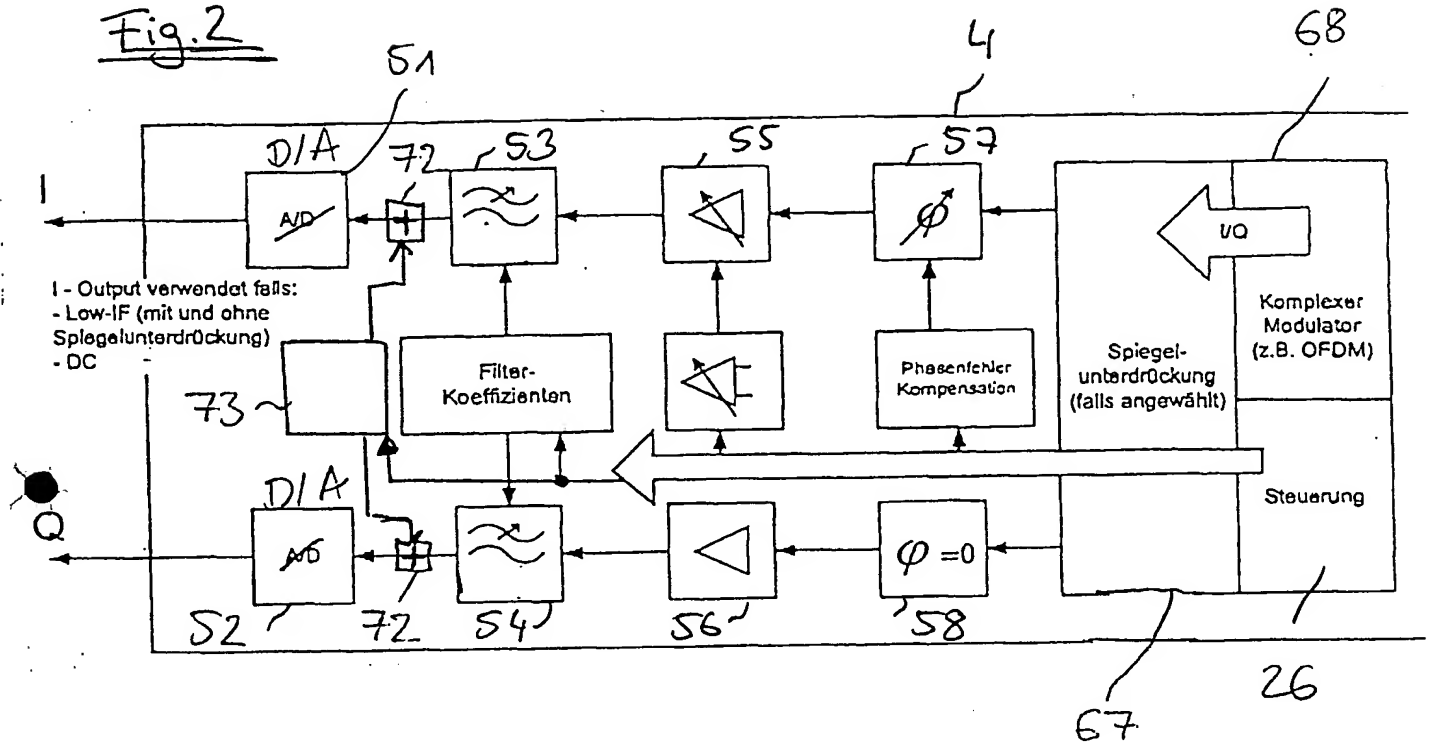


Fig. 3

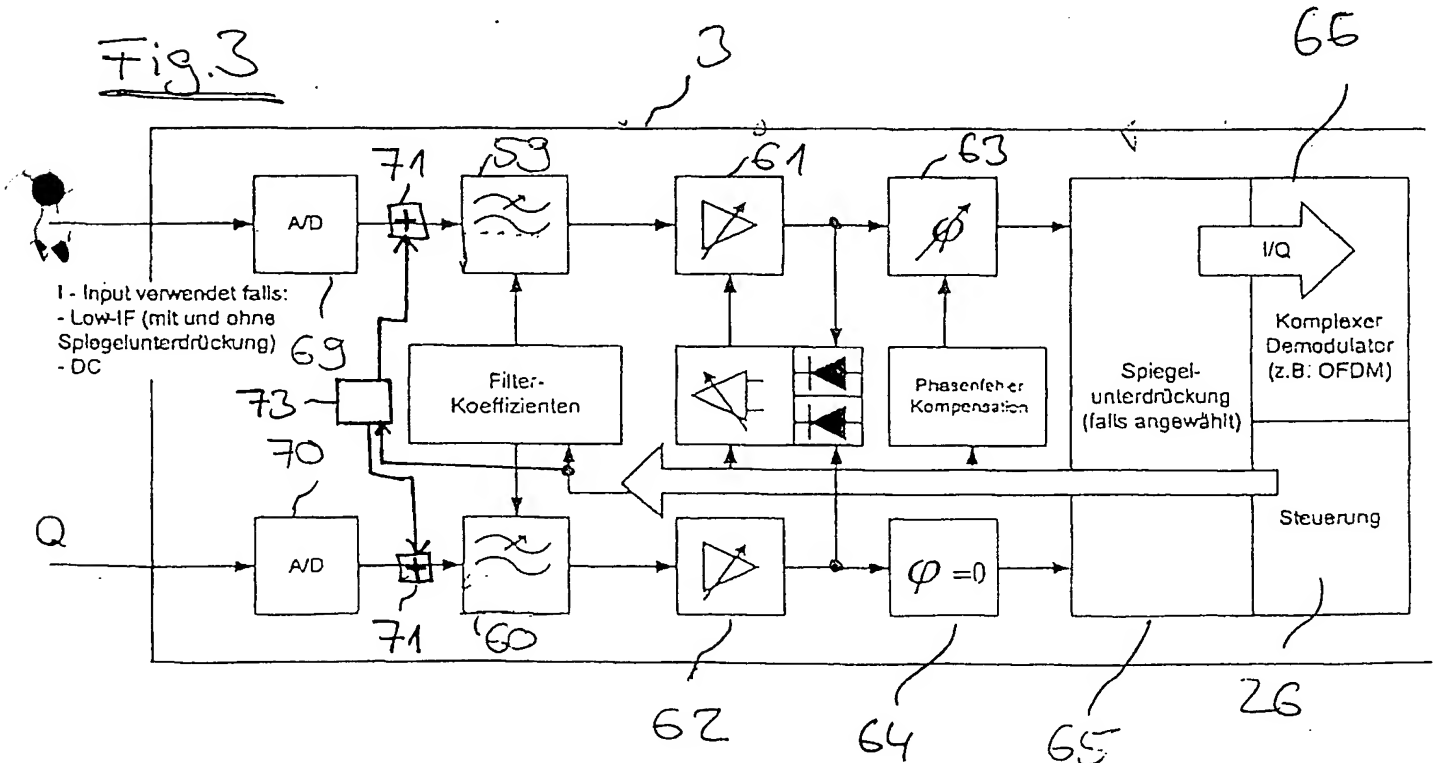


Fig. 4  $2 \times DC$

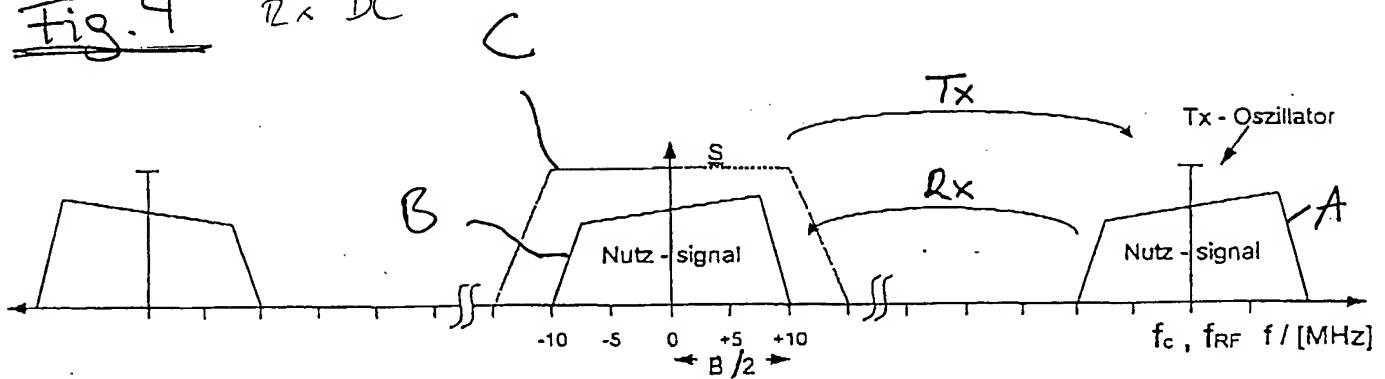


Fig. 5  $2 \times LIF$

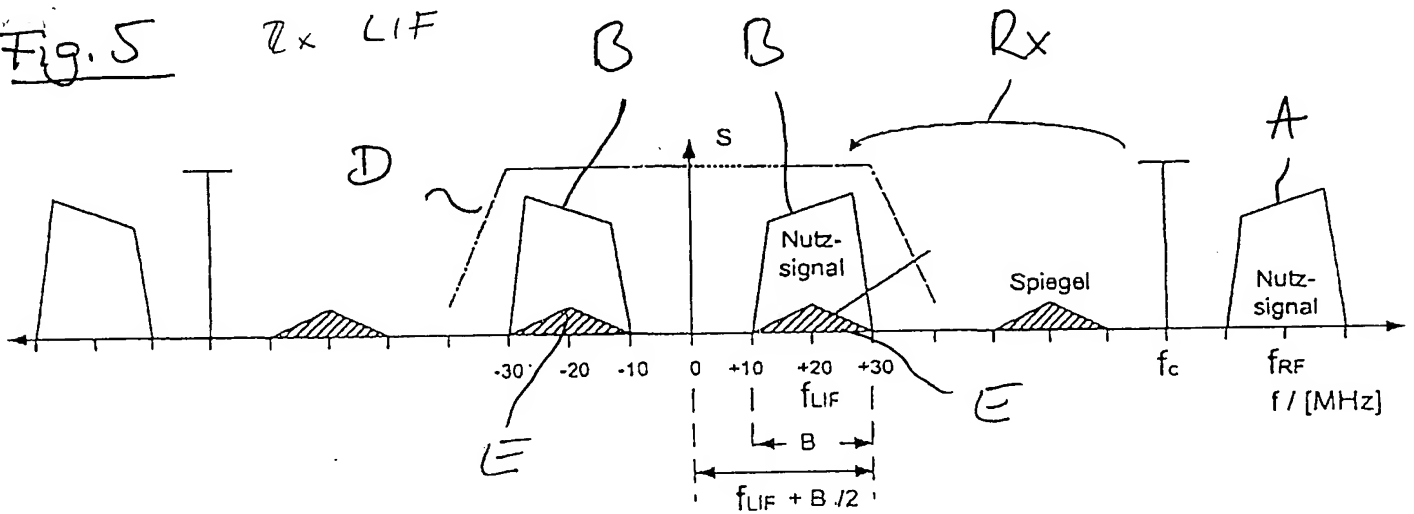
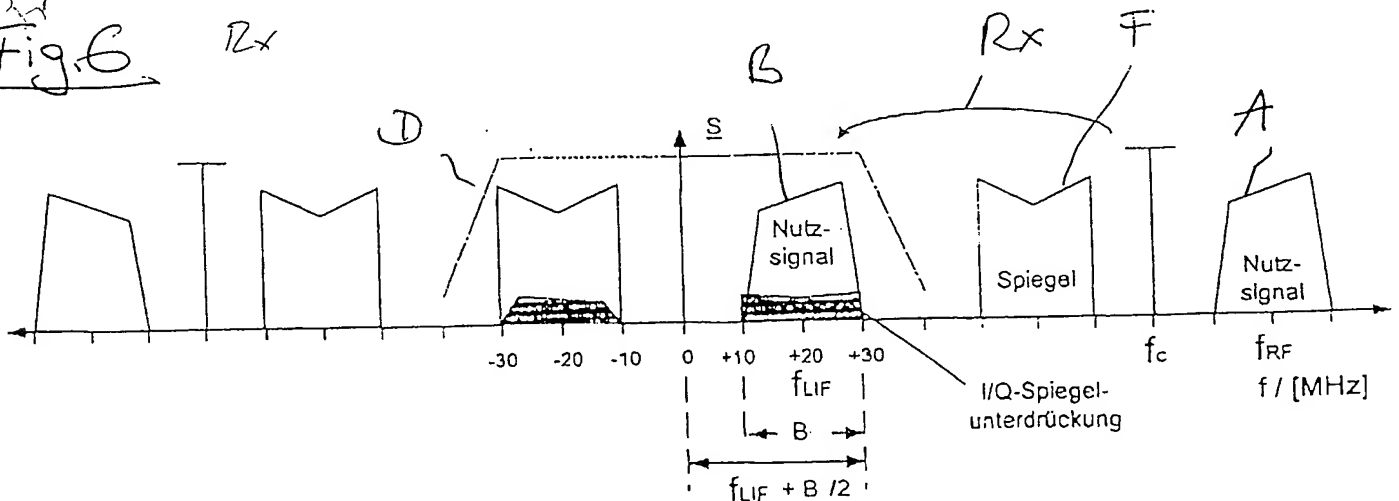


Fig. 6  $2 \times$



4/12

Fig. 7

LIF Tx

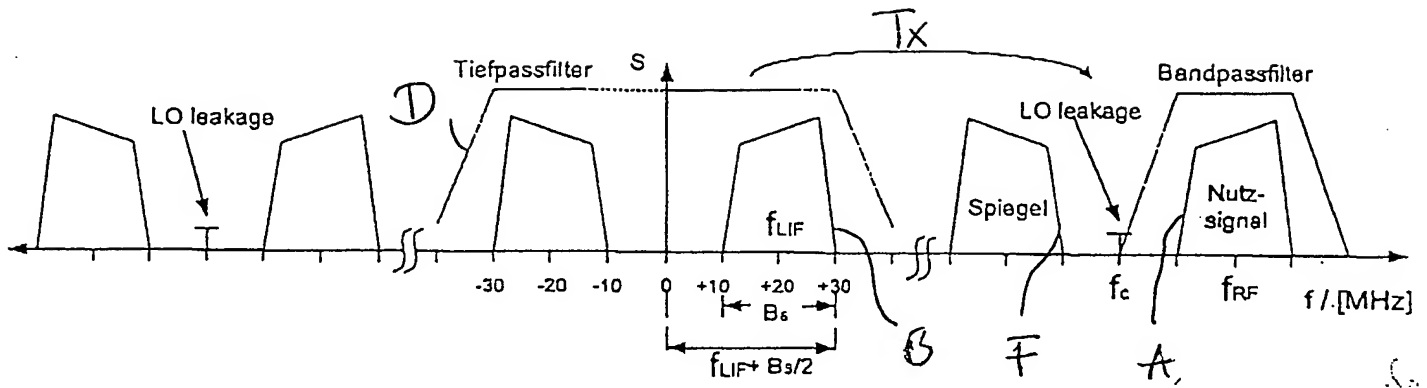
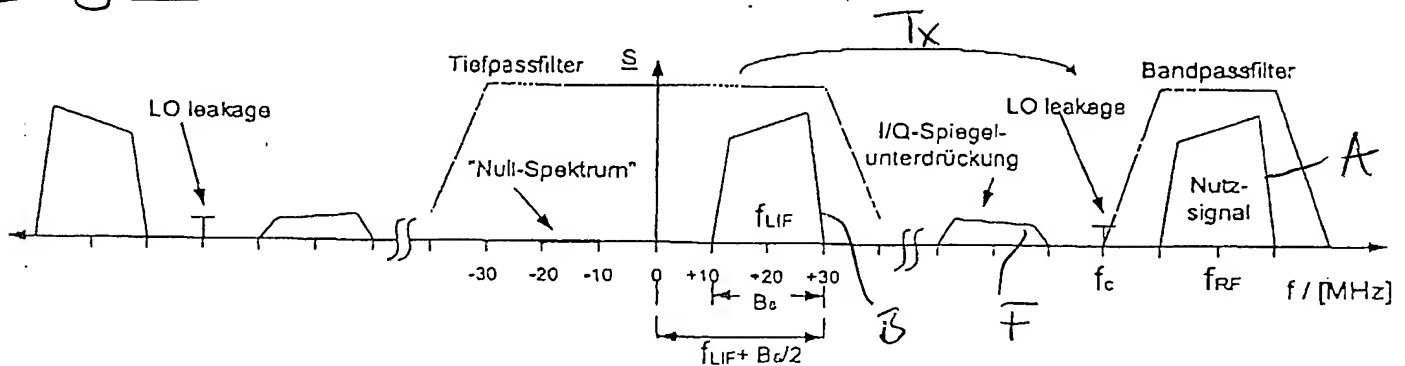


Fig. 8

IR Tx





5/12

Fig. 9A

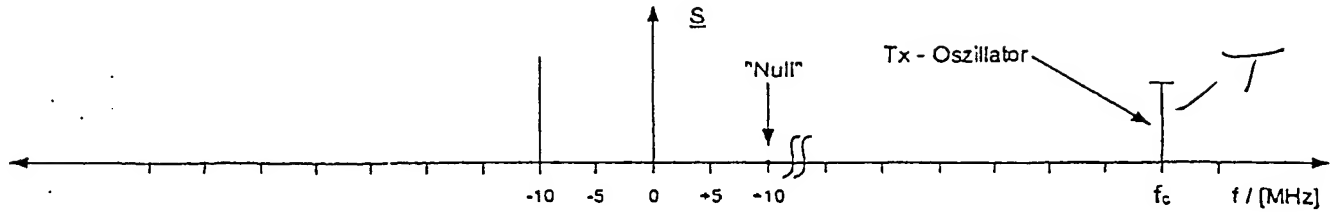


Fig. 9B

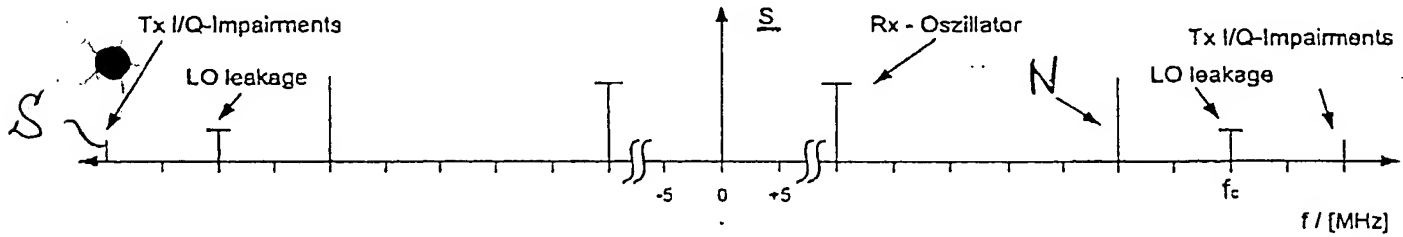
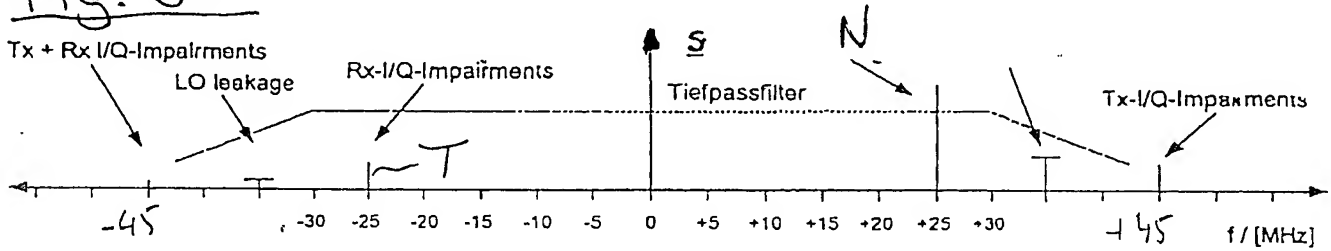


Fig. 9C



P2001, 0226

6/12

Fig. 10A

cos sin

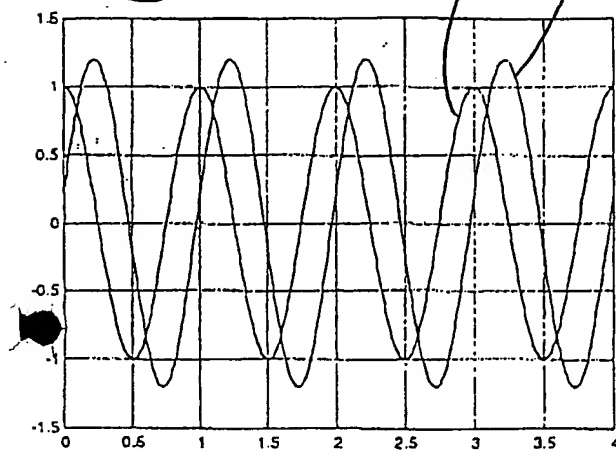


Fig. 10B

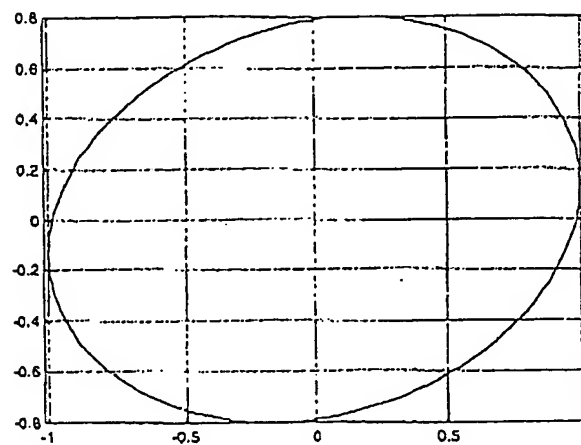


Fig. 10C

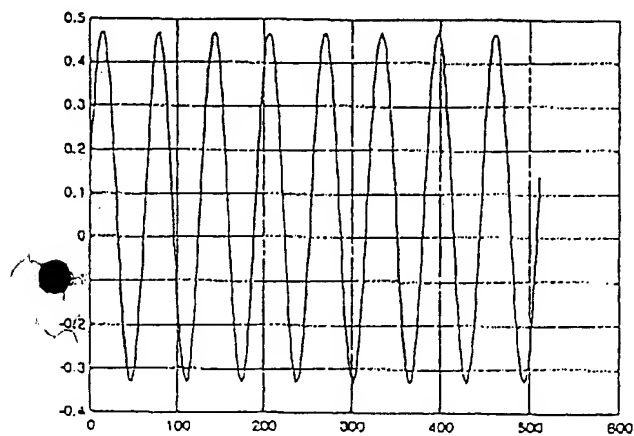
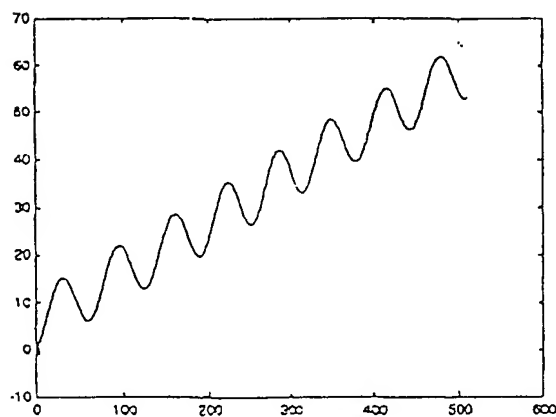


Fig. 10D



7/12

Fig. 11A

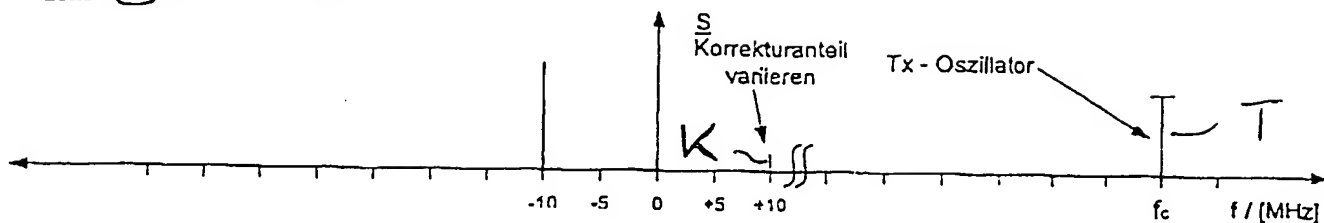


Fig. 11B

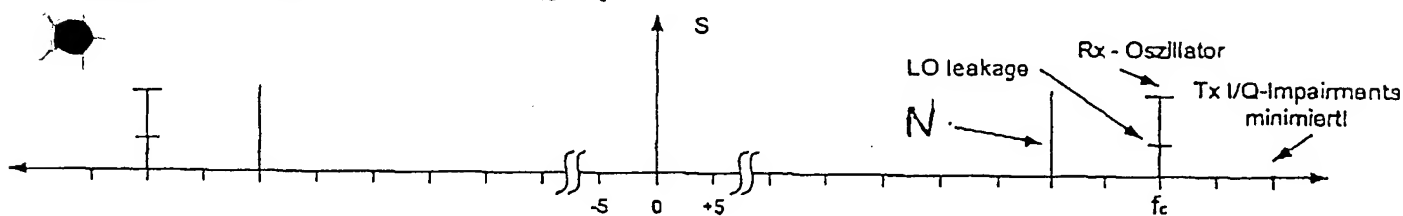
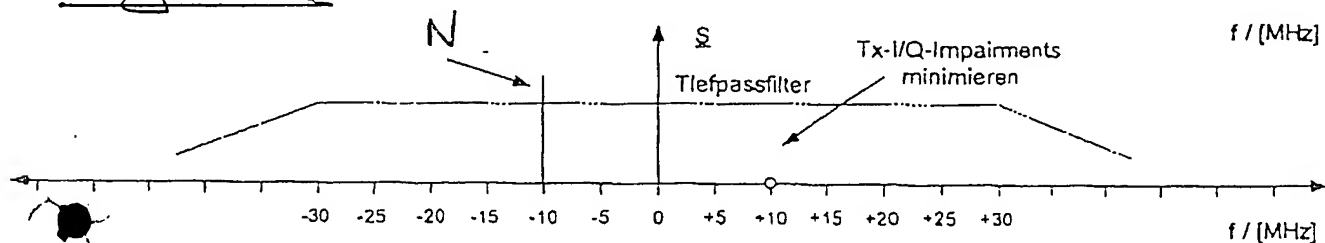


Fig. 11C



8/12

Fig. 12A

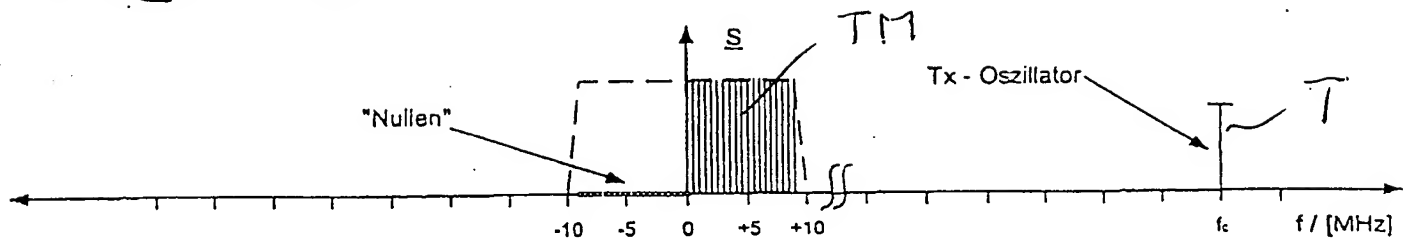


Fig. 12B

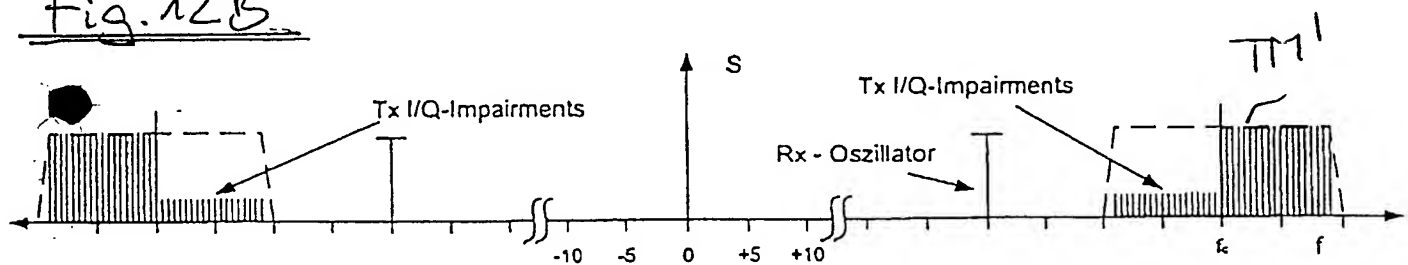
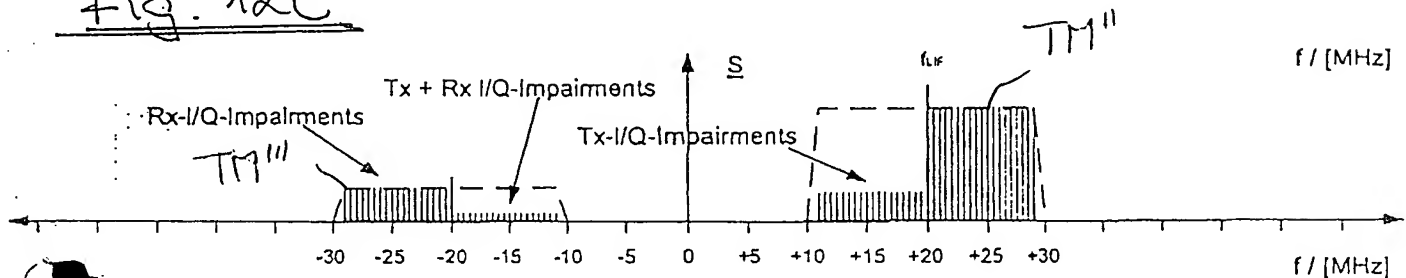


Fig. 12C



3/12

Fig. 13A

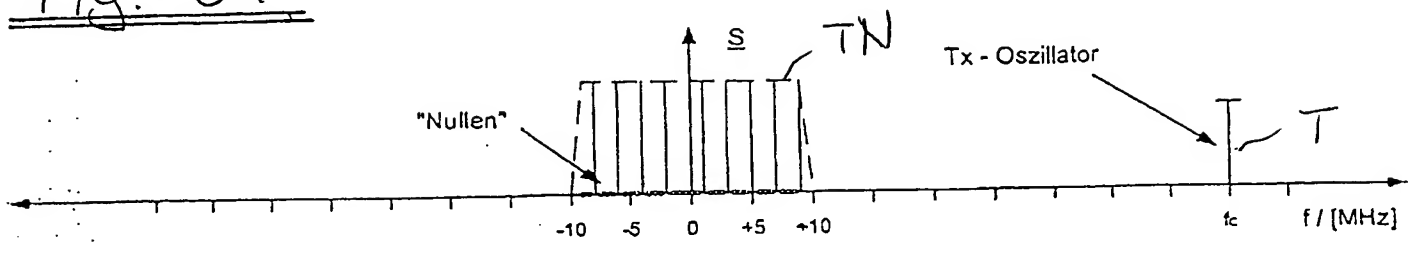


Fig. 13B

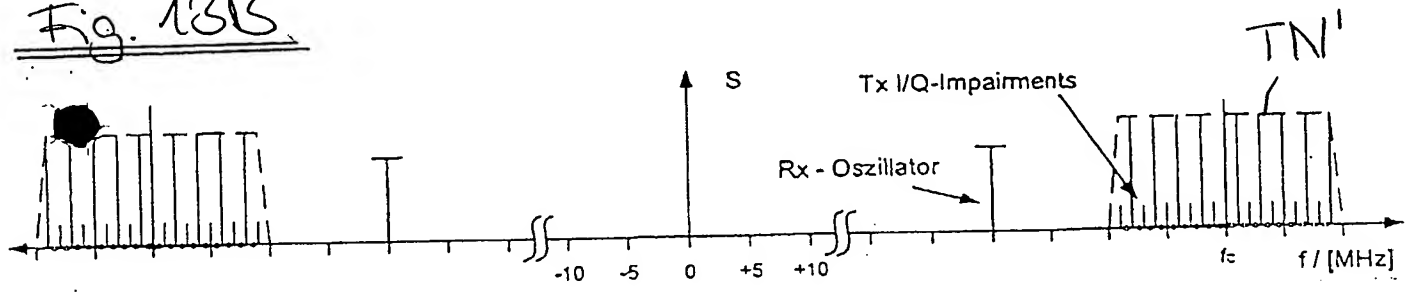


Fig. 13C

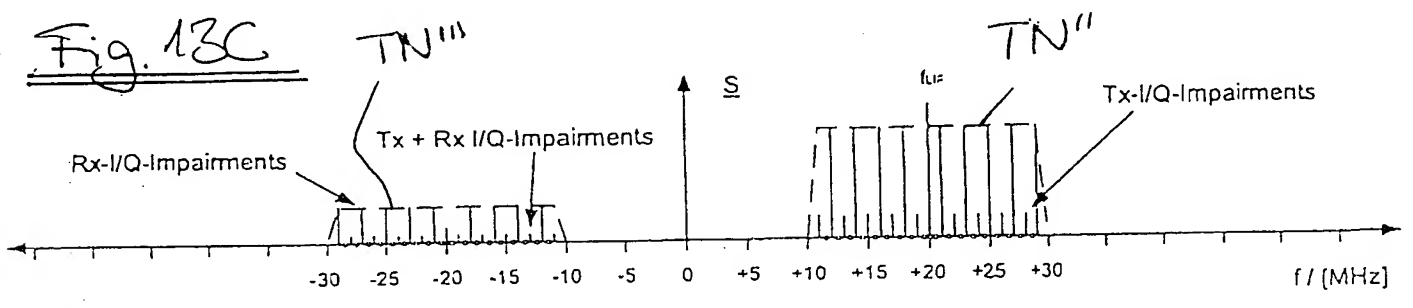
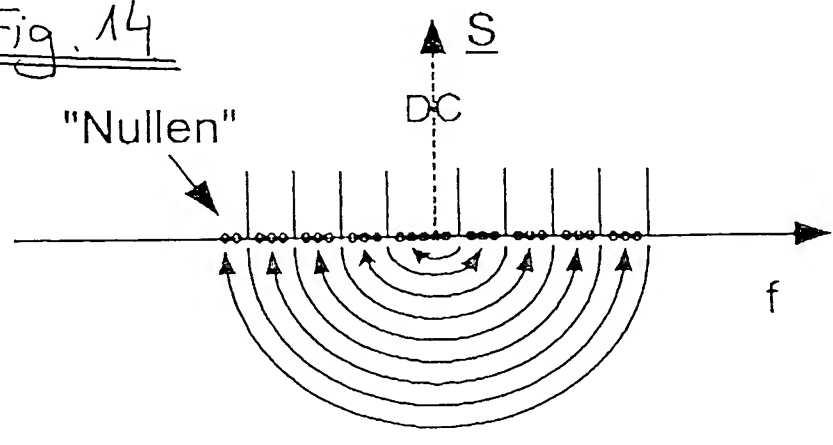


Fig. 14



10/12

Fig. 15A

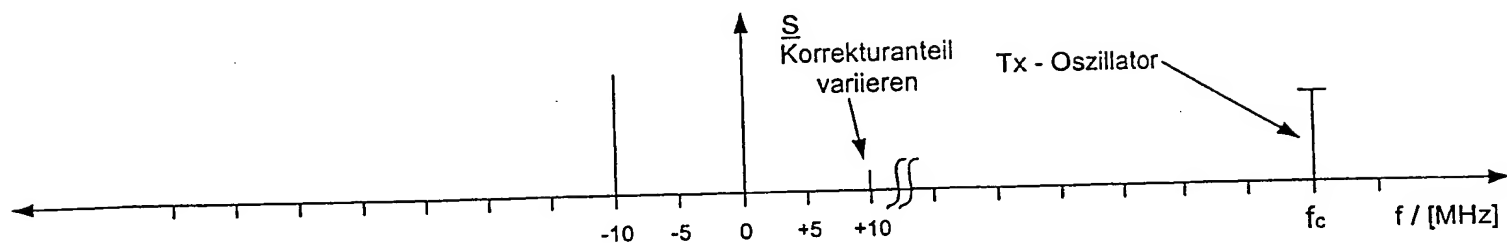


Fig. 15B

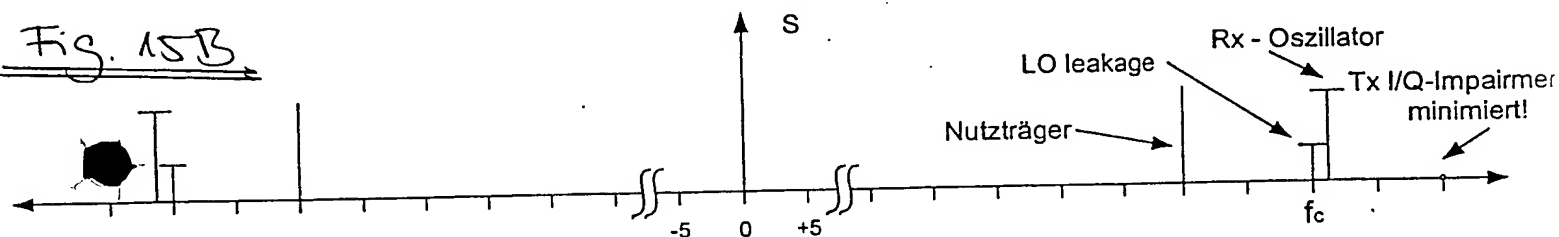


Fig. 15C

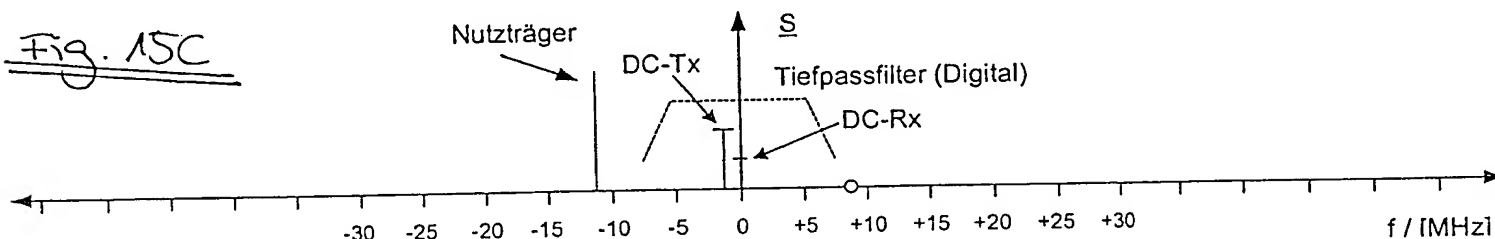
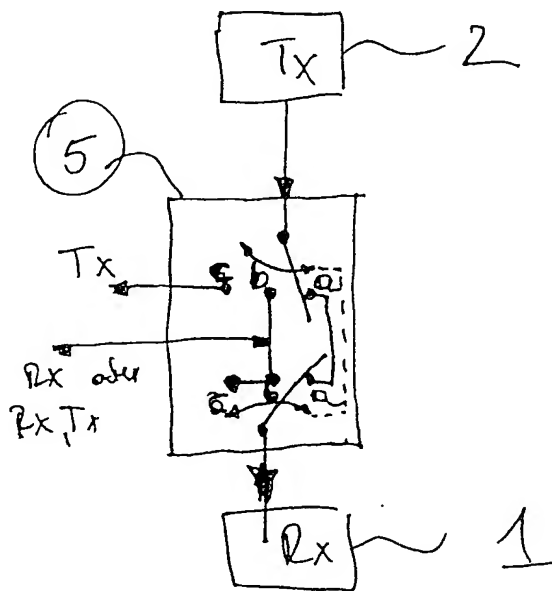


Fig. 19



P2001, 0226

Fig. 16

11/12

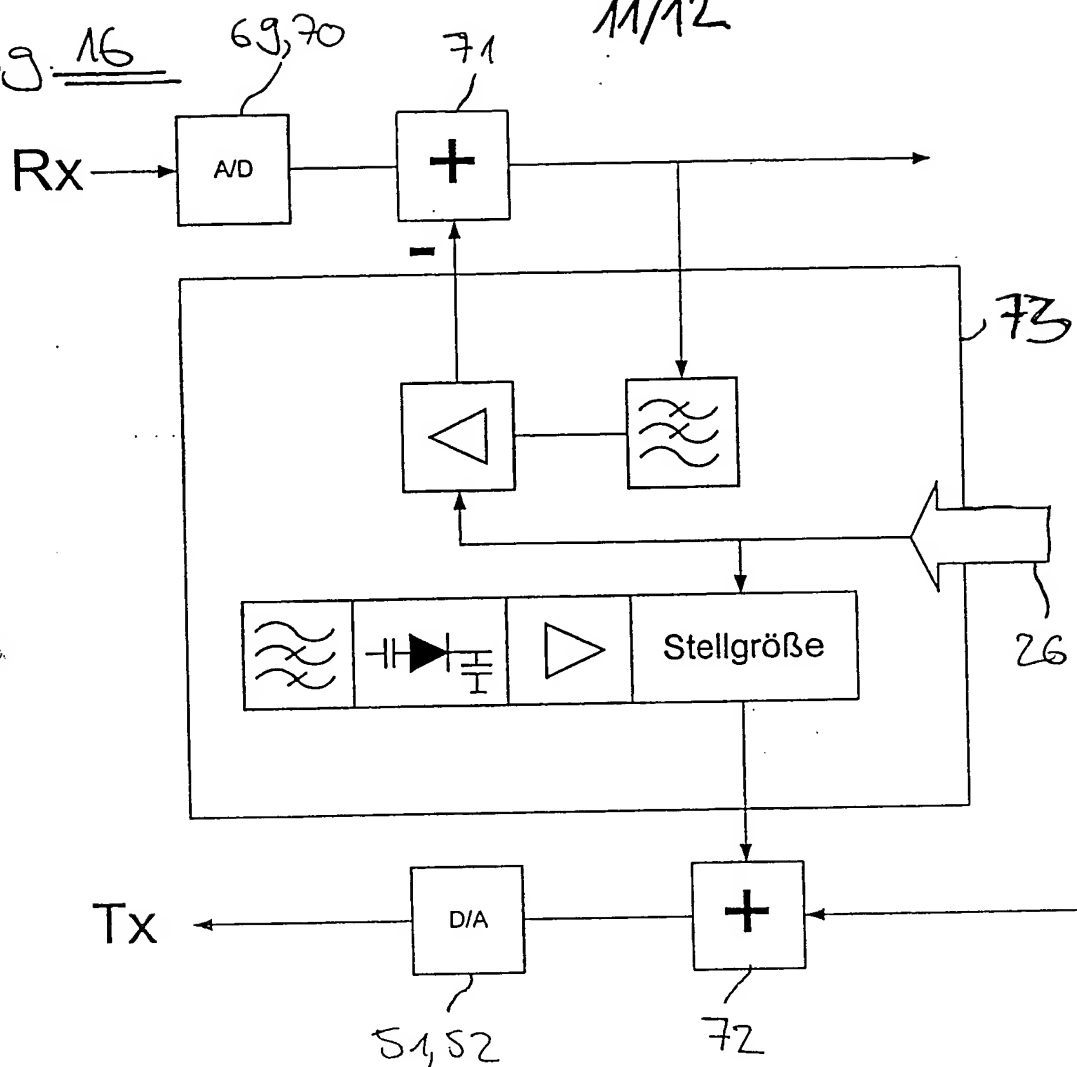
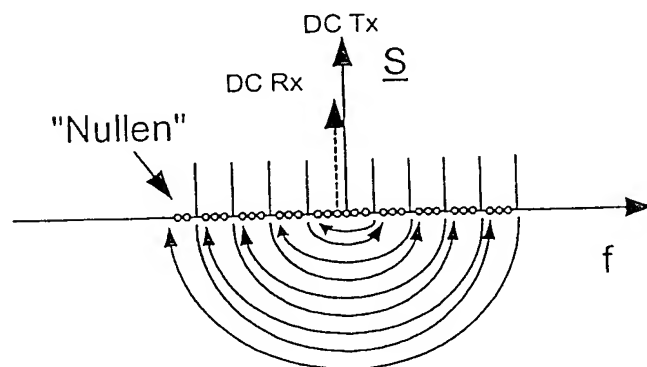


Fig. 17A



12/12

Fig. 17B

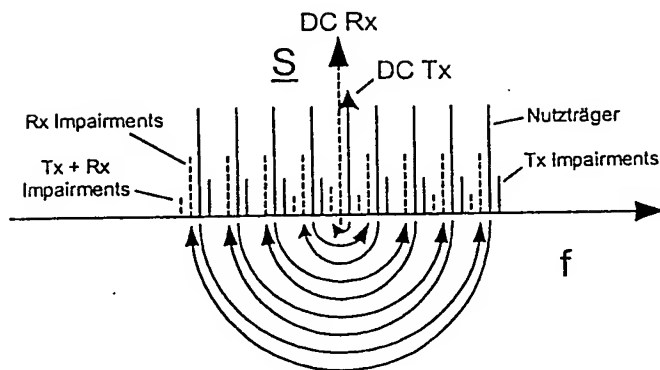


Fig. 18A

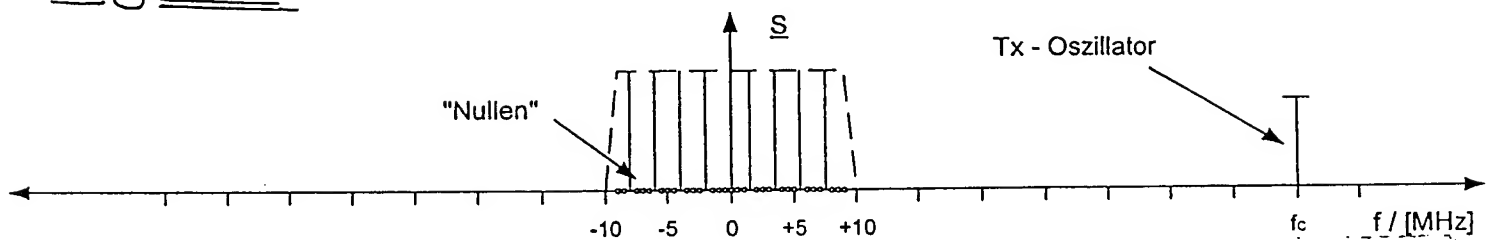


Fig. 18B

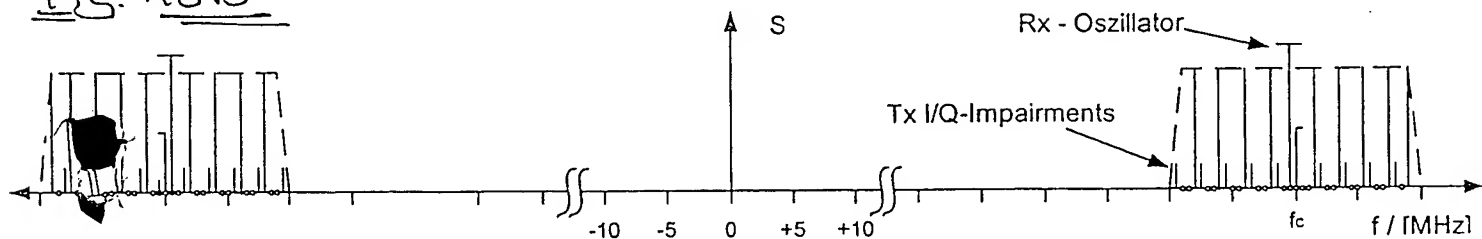


Fig. 18C

